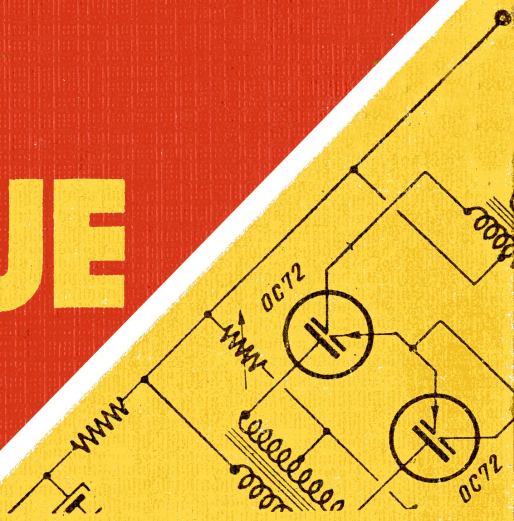
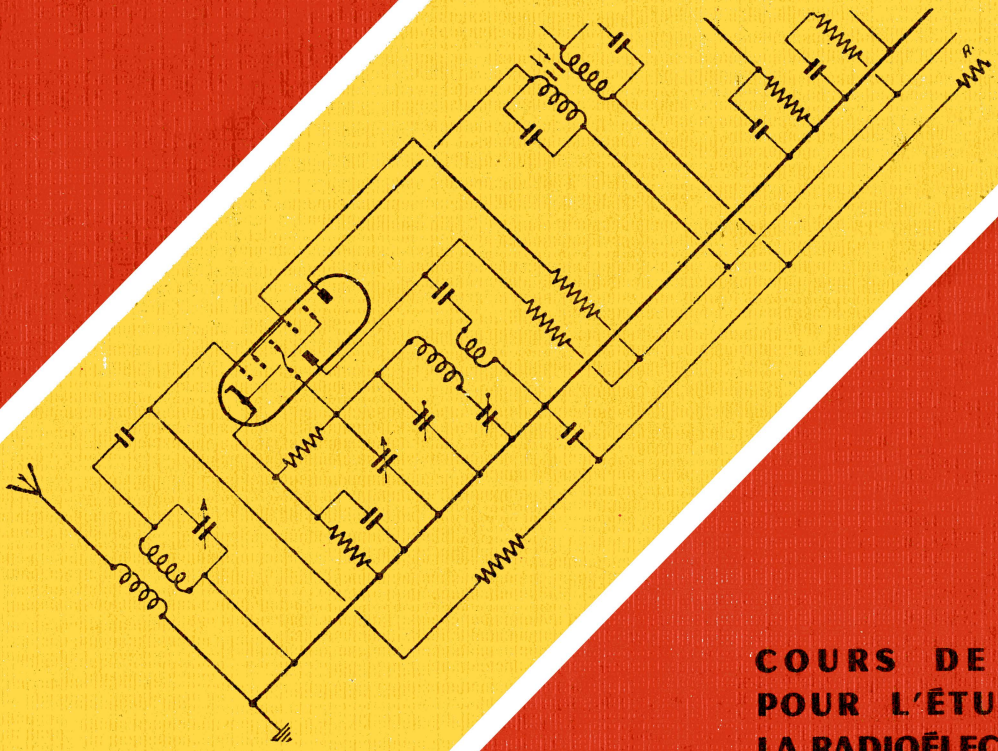
M. G. SCROGGIE

TECHNIQUE de la RADIO





COURS DE BASE POUR L'ÉTUDE DE LA RADIOÉLECTRICITÉ ET DE L'ÉLECTRONIQUE

SOCIETE DES EDITIONS RADIO

Du même auteur

RADIO LABORATORY HANDBOOK

La traduction française du présent ouvrage est due à A. SIX.

" TECHNIQUE DE LA RADIO " est la traduction française de " FOUNDATIONS OF WIRELESS " (7e édition), volume paru en 1958 aux éditions Iliffe and Sons, Ltd. à Londres

© M. G. Scroggie, 1959

M. G. SCROGGIE

TECHNIQUE DE LA RADIO

★

De l'électron au transistor

COURS DE BASE DE RADIOÉLECTRICITÉ ET D'ÉLECTRONIQUE

★

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob, PARIS (6e)

AVERTISSEMENT DE L'ÉDITEUR

Quand un homme tient à mettre en doute des notions universellement admises et à les repenser à neuf, cela donne un Copernic ou un Einstein. L'auteur de cet ouvrage s'apparente par son esprit à ces grands hommes. Lui aussi fait table rase des vieilles routines. Il projette une lumière nouvelle sur toutes les conceptions fondamentales et parvient ainsi à les présenter avec une clarté éblouissante.

Car son ouvrage se distingue avant tout par la parfaite CLARTE de l'exposé. Cette qualité, à elle seule, aurait suffi pour expliquer et justifier le succès qu'il a connu dans son pays d'origine. Il en a été diffusé en Angleterre près de 200.000 exemplaires, et la plupart de ceux qui y œuvrent dans le domaine de l'électronique ont puisé leurs connaissances de base dans ce livre.

Cependant, bien d'autres qualités distinguent l'ouvrage de Scroggie. Il est COMPLET, car il commence par les premiers principes d'électricité pour faire le tour de tous les problèmes de la radio-électricité et préparer ainsi le lecteur à l'assimilation aisée de tous les autres chapitres de l'électronique.

Il est A JOUR de l'état actuel de la technique, car, avec une conscience à laquelle il convient de rendre hommage, Scroggie n'a pas hésité à le réécrire en partie et à le compléter pour y introduire notamment tout ce qu'il fallait dire au sujet des transistors.

Non content d'exposer l'aspect physique des phénomènes analysés, il présente de surcroît leurs RELATIONS QUANTITATIVES. Ce faisant, il ne fait appel qu'à des connaissances élémentaires en matière de mathématiques ; et ces connaissances, il les expose dans son avant-propos d'initiation.

Enfin — qualité qui rend la lecture de ce volume agréable et attrayante — l'auteur est doué de cet HUMOUR *made in England* qui est à l'enseignement ce que l'huile est à la mécanique.

Ouvrage clair, complet, à jour des derniers progrès et rédigé avec esprit, le livre de Scroggie méritait, plutôt quatre fois qu'une, d'être rendu accessible au lecteur français. La *Société des Editions Radio* est fière et heureuse d'avoir mené à bien cette tâche en présentant la version française de ce qui constitue le meilleur exposé de la technique radio de la littérature mondiale.

E. AISBERG.

PRÉFACE

En un temps relativement court, la radio s'est développée d'une façon prodigieuse et s'est subdivisée en plusieurs branches, en sorte que de nombreux volumes seraient nécessaires pour en décrire tous les détails.

En plus de la diffusion des sons et des images, elle est utilisée pour les liaisons avec et entre navires, avions, trains et automobiles; pour la navigation sur les mers et dans les airs, et la localisation des objets à distance (radar); pour la transmission des images fixes (phototélégraphie); pour les télécommunications en téléphonie et en télégraphie; pour le sondage météorologique des couches supérieures de l'atmosphère, pour l'astronomie et pour bien d'autres choses. Des techniques très similaires sont appliquées, sur une échelle croissante, à la commande automatique des machines (« automation ») et aux opérations de calcul scientifique ou financier. Tout cela est fondé sur les mêmes principes de base.

Notre but, dans le présent ouvrage, est donc de partir du commencement et de poser ces bases sur lesquelles on pourra alors bâtir des connaissances plus détaillées.

Pour commencer... Si vous avez à conter à quelqu'un les péripéties d'un match de football, votre récit dépendra beaucoup du degré de connaissances du vocabulaire spécial de ce jeu que pourrait posséder votre interlocuteur. Si vous le supposez parfaitement familiarisé avec le jargon du football, alors qu'il ne l'est point, vous le rendrez bien perplexe. Et dans le cas inverse, en employant un langage destiné aux profanes, vous l'irriterez. Le même dilemme se pose en radio. On explique beaucoup plus rapidement et aisément cette technique si le lecteur est familiarisé avec les modes d'expression tels que les symboles, qui sont couramment admis dans les discussions scientifiques mais non dans la conversation ordinaire.

Certes, ce livre ne présume guère de connaissances préalables chez le lecteur. Mais si l'usage des symboles et des graphiques

devait être complètement exclu, ou si l'on devait les accompagner, chaque fois, de digressions explicatives, ce serait proprement assommant pour le lecteur initié. Voilà pourquoi les méthodes d'expression technique sont exposées dans un chapitre préliminaire d'initiation. Ceux qui les connaissent bien peuvent en omettre la lecture; mais ils ne le feront que s'ils sont sûrs de leurs connaissances, car il s'agit là d'une base essentielle.

Ensuite, il y a les termes techniques. Ils sont expliqués un par un, au fur et à mesure qu'ils apparaissent dans ces pages, et sont alors signalés par des italiques; au cas où le lecteur oublie la signification de l'un d'eux, il le trouvera dans l'*index* placé à la fin du volume, qui le renverra vers la définition et les principaux emplois du terme; il en est de même des symboles et des abréviations qui sont résumés dans des tableaux en appendice, auxquels on se reportera utilement en cas d'oubli ou de doute.

La plupart des lecteurs trouvent que les principes purement abstraits sont parfaitement insipides; ils préfèrent avoir présentes à l'esprit quelques explications de ces principes. Cependant, en exposant ces applications à tous les domaines, nous créerions une grande confusion dans leur esprit. Voilà pourquoi, le plus souvent, nous nous limitons au problème de la radiodiffusion du son qui, d'ailleurs, touche directement la majorité des gens. Mais les mêmes principes s'appliquent plus ou moins aux autres domaines. Le lecteur qui s'y intéresse aura donc uniquement à substituer les mots correspondants.

M. G. SCROGGIE.

AVANT-PROPOS

INITIATION A LA STÉNOGRAPHIE RADIOÉLECTRIQUE

Avant de lire ce livre, vous l'avez sans doute feuilleté; et, ce faisant, vous y avez aperçu force signes et symboles étranges. La plupart des schémas ne sont que des assemblages d'hiéroglyphes de ce genre, qui, joints à l'apparition occasionnelle de quelque chose qui ressemble à de l'algèbre, n'auront pas manqué de vous le rendre suspect. Ouvrage bourré de mathématiques, aurez-vous dit, et qui, certainement, est tout à fait hors de la portée d'un débutant.

Eh bien, détrompez-vous. Tout cela n'a pas été imaginé par des gens emplis du mesquin souci de paraître plus savants qu'ils ne sont, et désireux de présenter leur petite science sous un aspect rébarbatif destiné à la rehausser aux yeux du profane. Bien au contraire, il a été démontré par l'expérience que ces signes constituent le moyen le plus clair, le plus simple et le plus bref d'exprimer le genre de renseignements dont on a besoin en la matière.

Les trois modes d'expression dont il est fait usage dans ces pages sont les graphiques, les schémas de circuits, et les symboles algébriques. Les explications qui vont suivre sont destinées uniquement aux lecteurs qui n'y sont aucunement accoutumés.

Symboles algébriques.

Si on nous dit qu'un véhicule a parcouru 90 kilomètres en 3 heures, nous savons immédiatement que sa vitesse moyenne a été de 30 kilomètres à l'heure. Comment? Le calcul mental que nous avons effectué peut s'écrire de la manière suivante: $90 : 3 = 30$.

Cela va très bien si nous ne tenons compte que de ce voyage en particulier. Si le même véhicule, ou un autre, a parcouru 7 kilomètres en un quart d'heure, nous pouvons calculer de même : $7 : 1/4 = 28$.

Mais pour connaître la vitesse moyenne de n'importe quel véhicule effectuant n'importe quel parcours, il serait plus que fastidieux d'écrire les nombres exprimant tous les cas possibles. Aussi pouvons-nous énoncer la règle suivante : « Pour connaître la vitesse moyenne, il faut diviser le nombre de kilomètres par le nombre d'heures employées à les parcourir. »

Beaucoup s'exprimeraient probablement d'une manière encore plus laconique, en disant : « La vitesse moyenne est égale à la distance divisée par le temps. » Littéralement, c'est là un non-sens, parce que les seules choses que l'on puisse arithmétiquement diviser ou multiplier sont les nombres. Mais, naturellement, il y a des sous-entendus : ce sont les mots « le nombre exprimant... » qu'il faudrait entendre. Sans oublier d'autres mots, tels que « kilomètres à l'heure », « kilomètres », « heures », qui sont ce qu'on appelle les unités de mesure.

Cela va de soi dans un cas aussi simple ; mais, dans d'autres circonstances, omettre d'indiquer les unités pourrait gravement induire en erreur le lecteur. Supposons que le second voyage ait été exprimé sous la forme de « 7 kilomètres en 15 minutes » ; diviser l'un par l'autre n'aurait pas fourni la réponse correcte, c'est-à-dire exprimée en kilomètres à l'heure, mais bien la vitesse moyenne en kilomètres *par minute*.

En radio, comme dans d'autres branches de la physique et des arts de l'ingénieur, cette notion d'unités est parfois moins évidente, mais doit toujours rester présente à l'esprit.

Nos enseignements, même donnés sous la forme la plus brève, pourraient être abrégés encore si nous usions avec les mots des mêmes symboles mathématiques que nous employons avec les nombres ; ainsi, nous pourrions écrire :

Vitesse moyenne = Distance parcourue : Temps employé.

Cette fois, nous voici en présence d'une expression concise et d'usage général. Car elle ne s'applique pas qu'aux automobilistes, mais aussi bien aux chemins de fer, aux escargots, aux balles de fusil et aux étoiles dans leur course, de même qu'à tout ce qui bouge sur terre ou dans le ciel.

Cette forme d'expression devient cependant fastidieuse quand il faut tenir des raisonnements nombreux et compliqués. Aussi, pour plus de commodité, nous pourrions écrire :

$$V = D : T$$

ou facultativement :

$$V = \frac{D}{T}$$

ou même, pour la commodité de l'imprimeur, $V = D/T$.

Signification réelle des lettres employées comme symboles.

Nous voilà arrivés au point où d'ordinaire certains commencent à s'effrayer ou à perdre patience. Ils disent : « Comment peut-on diviser

D par T? Diviser une lettre par une autre, cela n'a aucun sens. Vous venez précisément de dire que l'on ne peut diviser que des nombres! »

C'est juste. Il serait absurde de vouloir diviser D par T. Ces lettres ne sont là que pour montrer ce qu'il faut faire des nombres quand on les connaît. D, par exemple, est utilisé pour représenter la distance parcourue. Aussi, la seule raison pour laquelle on a choisi en l'occurrence les lettres V, D et T, c'est qu'elles aident à se rappeler les choses qu'elles représentent. A part cela, il n'y a aucune raison qui puisse empêcher d'exprimer les mêmes données au moyen d'une formule comme

$x = \frac{y}{z}$ ou même $\alpha = \frac{\beta}{\gamma}$, pour autant que nous sachions ce que ces symboles veulent dire.

Comme il n'y a que 26 lettres dans notre alphabet, et moins encore dans le grec, il est impossible d'attribuer en exclusivité telle lettre à telle notion, que ce soit V, x ou alpha, pour signifier « vitesse moyenne en kilomètres à l'heure ». Le symbole x, en particulier, est notoirement capable de représenter absolument ce que l'on veut. Exprimer chaque fois la signification exacte est un problème dont l'ampleur dépasse toute tentative d'emploi des lettres. Seuls, peut-être, les quelque 22 000 idéogrammes de l'écriture des Fils du Ciel permettraient de le résoudre — mais faut-il faire appel (c'est le cas de le dire) à pareille chinoiserie? Nous ne le pensons pas.

Mais alors, dans de telles conditions, comment peut-on faire pour connaître la signification réelle d'un symbole?

Eh bien, d'abord, quelques significations ont été fixées par des conventions internationales. Il existe un symbole qui veut toujours dire la même chose, non seulement en radio, mais dans toutes les sciences: c'est la lettre grecque π (prononcer *pi*). Et voilà un exemple particulièrement bien choisi de l'avantage qu'il y a à désigner certaines données par des symboles: il faudrait l'éternité pour écrire en entier le nombre qu'elle représente, savoir, la relation qui existe entre la circonférence d'un cercle et son diamètre. Cela commence par 3,141 592 653 5... (Les trois ou quatre premières décimales donnent assez d'exactitude à la plupart des calculs courants.)

Ensuite, il y a un groupe, beaucoup plus large, de symboles qui restent valables dans un champ limité, tel que l'électricité ou une de ses branches comme la radio, mais qui pourraient avoir une signification très différente en astronomie ou en hydraulique, par exemple. Toute personne qui veut s'adonner sérieusement au sujet doit les connaître par cœur. Une liste des lettres qui nous concernent est donnée dans les pages 435 et 436 de ce livre. Mais n'essayez pas de les apprendre maintenant; il est beaucoup plus commode de le faire à mesure qu'elles apparaissent, l'une après l'autre, dans le cours de l'exposé.

Enfin, il y a les symboles dont on se sert pour toutes les choses qui ne se trouvent pas dans la liste standard. Ici, nous sommes libres

de choisir ce qui nous convient personnellement, bien qu'il soit sage d'observer quelques règles. Le sens commun montre qu'il convient de gouverner loin des écueils que peuvent constituer des lettres ayant déjà une affectation bien établie. L'important est de préciser nettement la signification du symbole la première fois qu'on en fait usage. Il faut qu'on se rappelle que cette signification doit lui rester attachée jusqu'à la fin de l'occasion particulière où on aura eu à la lui donner; après quoi on lui enlèvera l'étiquette pour le ranger dans le casier jusqu'à la prochaine occasion, lors de laquelle il pourra en porter une différente, à condition qu'il n'y ait pas de confusion possible avec la première.

Quelquefois, un même symbole peut avoir plusieurs significations différentes; on doit alors déterminer quelle est celle qu'il porte dans un entourage donné. La lettre grecque μ (prononcer *mu*) est un exemple qui se présente dans ce livre. Quand il s'agit d'une lampe de radio, on peut lui attribuer le sens de « coefficient d'amplification ». Mais s'il est question de noyaux de fer pour transformateurs, il faut lire « perméabilité ». Enfin, s'il est placé devant une lettre majuscule, c'est alors le symbole de *micro*, pour dire « un millionième de... ».

Quelques autres usages des symboles.

La dernière des trois significations de μ est d'une nature différente de celles dont nous avons discuté plus haut. Jusqu'ici, nous avions considéré les symboles comme désignant des quantités d'une nature spécifiée, comme la vitesse en kilomètres à l'heure. Mais on peut les employer à plusieurs autres usages.

Au lieu de considérer $V = D/T$ comme l'indication d'un moyen de calculer la vitesse, nous pouvons le considérer comme la définition des relations liant l'une à l'autre les trois quantités, qui sont la vitesse, le temps et la distance. Une telle définition, employant toujours le signe « égale » est appelée par les mathématiciens une *équation*. De ce point de vue, V n'a pas plus d'importance que D ou T, et c'est tout à fait incidemment que l'équation a été écrite sous une forme telle qu'elle paraisse être uniquement le moyen de calculer V, plutôt que l'une quelconque des deux autres quantités. Nous avons le droit d'appliquer à cette équation les règles de l'arithmétique usuelle, de manière à la mettre sous la forme qui nous conviendra le mieux au moment où nous entrerons en possession des chiffres que les lettres représentent.

Par exemple, nous pourrions désirer connaître le temps que prendra un voyage, connaissant la distance et la vitesse moyenne. Nous pouvons diviser ou multiplier les deux « côtés » d'une équation (on dit les deux membres) par n'importe quel nombre, connu ou temporairement représenté par une lettre, sans bouleverser leur égalité. Si nous multiplions les deux membres de $V = D/T$ par T, nous obtenons $VT = D$ (VT étant l'abréviation officielle de « V multiplié par T »). En divisant les deux membres de cette nouvelle forme de l'équation par V, nous

obtenons T = D/V. Notre équation devient l'indication: « Diviser le nombre de kilomètres par la vitesse en kilomètres à l'heure. » (Exemple: 120 kilomètres à la vitesse de 24 kilomètres à l'heure prendront 5 heures).

Quand vous voyez des livres sur la radio (ou sur n'importe quelle autre technique) contenant des pages presque entièrement couvertes de symboles mathématiques, vous pouvez être certain que les auteurs, au lieu d'exprimer à l'aide de mots la manière dont ils parviennent à leurs conclusions, le font au moyen des symboles d'une manière beaucoup plus concise. Ce qui rend ces pages difficiles à assimiler est leur nature concentrée, bien plus que la nécessité d'apprendre les symboles utilisés. Ce procédé consiste à exprimer les faits connus ou supputés sous la forme d'équations, puis à combiner ou à manipuler ces équations, selon les règles établies, de manière à tirer des faits quelques conclusions utiles ou intéressantes.

Ce livre, étant élémentaire, explique tout en mots, et n'use des symboles que pour exprimer sous une forme concise les conclusions ou les faits importants.

Abréviations et symboles.

Un autre usage des lettres est l'abréviation pure et simple. Si, par exemple, nous employons « km » pour kilomètres, c'est parce que nous pensons qu'il est bien connu que cela signifie kilomètre. C'est une unité de distance, de même que « kg » est le symbole de l'unité de poids. L'unité de « pression » électrique est le volt, exprimé par le symbole « V ». Quelquefois, il est nécessaire d'exprimer de très petites *tensions* (ou vulgairement voltages), tension étant en électricité l'équivalent de pression, comme par exemple 5 millionièmes de volt. Cela peut s'écrire 0,000 005 V. Mais il est bien plus commode d'écrire 5 μV, ce qui se lit « 5 microvolts ». La liste des pages 435 et 436 donne tous les symboles couramment utilisés en radio.

On emploie également les lettres pour désigner les détails d'un schéma. La lettre R sert à désigner la résistance électrique, mais il faut deviner si elle exprime la résistance en général, en tant que propriété des conducteurs, ou la valeur numérique d'une résistance dans une équation, ou encore cette résistance particulière marquée « R » dans tel schéma. Souvent, ces différentes acceptions peuvent être combinées, et il faut comprendre « valeur numérique de la résistance marquée R dans la figure *tant* ».

Il peut paraître terriblement difficile d'attribuer aux symboles leur véritable signification; il en va de même des règles d'un jeu nouveau. Le seul moyen de surmonter les difficultés est de se mettre à jouer le jeu.

Mais avant que vous commenciez à attaquer, voici quand même encore quelques petits tuyaux supplémentaires à propos des symboles.

Comment on se sert des nombres.

Un moyen de faire meilleur usage du stock limité de lettres dont on dispose, c'est d'employer différents types de caractères. Il est devenu d'usage général de distinguer les symboles de *grandeurs* physiques par des caractères italiques (inclinés) et de réserver les caractères romains (droits) aux symboles d'*unités*. Ainsi, par exemple, V désignera une certaine quantité de potentiel électrique, exprimée en volts, pour lesquels le symbole consacré est « V ».

Un autre moyen est encore de les numéroter. Mais pour éviter que les numéros ne risquent d'être considérés séparément, c'est-à-dire comme des nombres, on prend soin de les inscrire en petit, *dans le bas* de la lettre. Par exemple, si nous voulons nous référer à différentes résistances, nous pourrons les marquer R_1, R_2, R_3, etc. Quelquefois, une modification d'une donnée peut être exprimée par une apostrophe placée à côté du symbole. Si par exemple A désigne l'amplification d'un récepteur utilisé normalement, A' (lire *A prime*) pourra la désigner dans des conditions différentes (après une modification).

Mais *en aucun cas* le numéro ne doit être placé *en haut* pour l'usage dont nous venons de parler. Le chiffre placé en haut a déjà en effet un emploi bien défini. Par exemple 5^2 (lire « cinq élevé au carré ») signifie 5 multiplié par 5. De même, 5^3 veut dire cinq élevé au cube, ou $5 \times 5 \times 5$, et 5^4 (5 *puissance* 4) signifie $5 \times 5 \times 5 \times 5$. D'une manière analogue, x^2 désigne le nombre que représente x multiplié par lui-même.

Le nombre x^{-2} paraît un non-sens d'après la règle qui vient d'être illustrée. Cependant, son usage est consacré dans le sens de $1/x^2$, appelé *inverse* de x au carré.

Les choses deviennent plus claires quand ces *indices* sont appliqués au nombre 10. Ainsi, $10^4 = 10\,000$; $10^3 = 1000$; $10^2 = 100$; $10^1 = 10$; $10^0 = 1$; $10^{-1} = 0{,}1$; $10^{-2} = 0{,}01$, et ainsi de suite. La règle est que la puissance de 10 indique de combien de chiffres la virgule décimale doit être éloignée du 1. Avec un indice positif, c'est vers la droite. Avec un indice négatif, c'est vers la gauche.

On profite de cette règle pour abréger les nombres très grands ou très petits. Il est aisé de constater que 0,000 000 002 6 veut dire 2,6 milliardièmes, si on le trouve écrit $2{,}6 \times 10^{-9}$. De même, $2{,}6 \times 10^{12}$ est plus bref et plus clair que 2 600 000 000 000.

$x^{\frac{1}{2}}$ demande aussi explication. Il faut le lire comme « racine carrée de x », et il est souvent écrit sous la forme $\sqrt{x}$. Il exprime le nombre qui, multiplié par lui-même, donne x. Dans les symboles, $(\sqrt{x})^2 = x$.

Notez que $10^6 \times 10^6 = 10^{12}$, et que $10^{12} \times 10^{-3} = 10^{12}/10^3 = 10^9$. En bref, multipliez en additionnant les indices, et divisez en les soustrayant. Cette notion a une grande importance quand il est question de décibels.

Les graphiques.

La plupart d'entre nous, à l'âge où l'on grandit, ont dû se tenir au garde-à-vous contre le chambranle d'une porte, tandis que l'on mar-

quait leur hauteur‘ d'un trait. Les marques successives ainsi tracées n'exprimaient pas grand chose quand on les regardait ensuite, à moins que chacune d'elles ne fût accompagnée de la date correspondante. Et même s'il en était ainsi, il fallait y regarder de près pour lire les dates, de sorte que le progrès de la croissance était difficile à apprécier

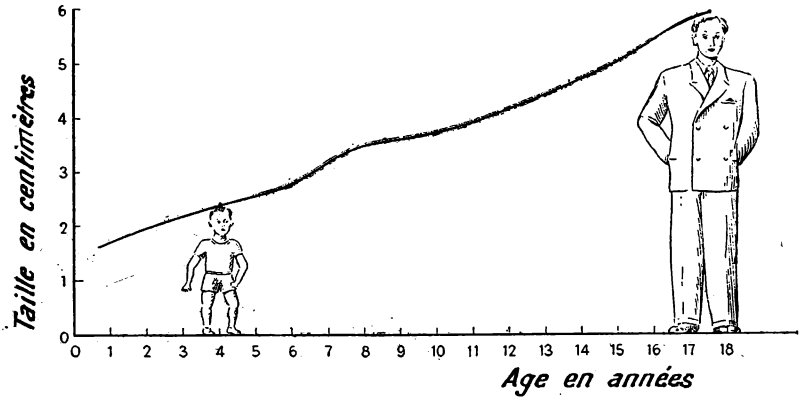


Fig. 0-1. — Système simple (et incommode) pour tracer automatiquement le graphique de la croissance. Le dispositif emploie un tapis roulant se déplaçant à raison de 30 cm par an, un crayon et un mur blanc.

à l'œil. Il n'eût pas été d'un grand secours non plus de présenter le phénomène sous la forme d'un tableau à deux colonnes « Taille et Date ».

Mais, en passant sur certaines difficultés techniques, imaginons que le petit garçon occupé de grandir ait été fixé sur un tapis roulant le déplaçant le long du mur à une vitesse constante de l'ordre, disons, de trente centimètres par an, et qu'un crayon fixé au sommet de son crâne ait tracé une ligne sur le mur (fig. 0.1). S'il n'avait pas grandi du tout, cette ligne, évidemment, eût été droite et horizontale. S'il avait grandi d'une manière uniforme, la ligne eût été aussi une droite, montant de manière uniforme vers le côté droit du dessin. Si les progrès de sa croissance ont été variables selon les époques, la ligne exprimant cette croissance présentera une pente variable.

On pourrait de cette manière apprécier d'un seul coup d'œil les progrès de la croissance dans un laps de temps déterminé — ici, évidemment, un certain nombre d'années.

Les échelles, ou coordonnées.

Pour rendre plus nettes les indications du graphique, une marque pourrait avoir été faite, le long d'une ligne horizontale, à chaque jour de l'an, avec le chiffre de l'année inscrit à côté. En termes plus techniques, c'est là une échelle de temps. L'avantage d'avoir un tapis roulant

se déplaçant à vitesse constante est le suivant: les temps intermédiaires, non inscrits, peuvent être fournis par une simple mesure de *distance* proportionnelle. Si trente centimètres représentent un an, la taille au 30 juin, par exemple, sera obtenue en mesurant la hauteur du trait de crayon 15 centimètres à droite du point marqué « 1er janvier ». De la même manière, une échelle de taille pourrait être tracée à un endroit quelconque, dans le sens vertical. Dans le cas présent, une certaine taille serait représentée sur l'échelle par une hauteur égale. Mais si le graphique devait être reproduit dans un livre, bien que dans ce cas une hauteur soit quand même représentée par une hauteur, il faudrait que ce fût à échelle réduite, soit par exemple 15 millimètres pour 30 centimètres (par conséquent un vingtième).

Afin de guider l'œil d'un point quelconque de la ligne fournissant les renseignements aux deux échelles, il est d'usage de tracer les graphiques sur du papier où sont imprimées des lignes verticales et horizontales très rapprochées (en pratique une ligne par millimètre), de sorte qu'il s'en trouve pratiquement toujours à la place requise pour inscrire le point correspondant. La position des échelles n'est pas d'importance vitale, mais, à moins qu'il existe une raison sérieuse d'agir autrement, l'une passe généralement par le point où se trouve le zéro de l'autre. Dans notre exemple, celle du temps sera située là où la hauteur est nulle, c'est-à-dire au pied de la muraille. Néanmoins, si l'échelle de hauteur partait de l'an I de notre ère, il y aurait quelque chose comme huit cent mètres de mur blanc avant le départ du trait de crayon. Pour éviter un tel inconvénient, on fait usage d'un « faux zéro » en faisant partir l'échelle du premier point intéressant, ou un peu avant. Une manière logique de procéder serait, comme sur notre figure, de commencer à compter le temps à partir de la date de naissance de l'enfant. Le point où se trouve le zéro des deux échelles est appelé *origine*.

On emploie parfois les faux zéros de manière à tricher quelque peu afin de communiquer à l'observateur une impression trompeuse. La figure 0.2 *a* montre le genre de graphique susceptible de figurer sur le bilan annuel d'une société. Le mot BÉNÉFICES serait naturellement imprimé en très gros caractères, et les chiffres indistincts, de sorte que la courbe paraisse indiquer un accroissement sensationnel des profits. Tracé sans faux zéro, comme sur la figure 0.2 *b*, le même graphique est beaucoup moins impressionnant. Pourvu qu'il soit licitement utilisé, toutefois, le faux zéro est utile pour mettre en relief la partie la plus significative de la courbe, et la rendre plus lisible.

La figure 0.2, de toutes manières, n'a rien de commun avec le genre de graphique susceptible d'intéresser un mathématicien. Les profits y sont indiqués par fractions annuelles, les lignes joignant les points qui marquent chaque année n'ayant aucune signification, mais étant tout simplement tracées de manière à guider l'œil d'un point à l'autre. Dans un véritable graphique, on montre une variation continue, et les points sont assez rapprochés pour former par eux-mêmes la ligne. Cette ligne se nomme techniquement une *courbe*, et on l'appelle ainsi, qu'elle soit ce que l'on entend communément par courbe, ou aussi droite que le proverbial vol d'oiseau.

Ce qu'une courbe signifie.

Chaque point de la courbe de la figure 0.1 représente la taille d'un enfant à un moment défini, ou, pour le dire autrement, l'époque à laquelle l'enfant a atteint une certaine taille. Comme il est possible de distinguer un grand nombre de points même sur un petit graphique, et que chaque point est l'équivalent de la phrase disant: « quand le moment était de T années, la taille était de H centimètres », un gra-

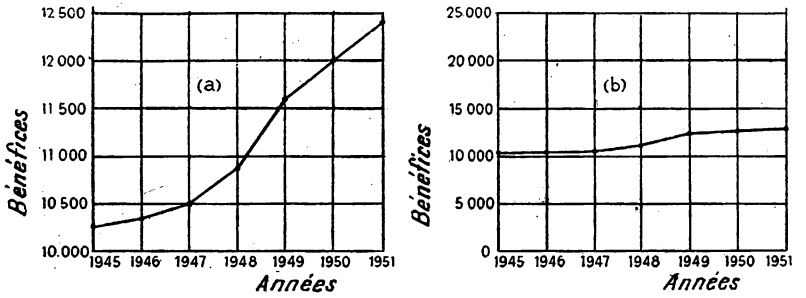


Fig. 0-2. — Graphique financier typique, disposé de manière à donner aux chiffres l'effet le plus impressionnant (a). Le même graphique présenté différemment (b).

phique n'est pas seulement une source très claire de renseignements, mais aussi un moyen extrêmement pratique de les communiquer.

Ici, nous retrouvons notre vieille connaissance « T » signifiant « temps », mais exprimé cette fois en années au lieu d'heures. On l'emploie à indiquer le nombre d'années, mesuré le long de la coordonnée « temps », et représenté par un point *quelconque* de la courbe. Du fait qu'aucun point particulier n'est spécifié, nous ne pouvons dire de combien de centimètres s'élève la hauteur correspondante, de sorte que nous devons appeler celle-ci H. Mais dès que T est exprimé par un nombre défini, le nombre correspondant ou *valeur* de H peut nous être fourni par la courbe. Et vice-versa.

Dans son rôle primitif (page 8), T participait à une équation en compagnie de deux autres quantités, exprimées par V. et D. L'équation fournissait la relation existant entre ces trois quantités. Nous voyons maintenant qu'un graphique est le moyen de traduire la relation existant entre deux quantités. Il est particulièrement utile quand il s'agit de quantités liées entre elles d'une manière trop irrégulière pour qu'on puisse l'exprimer par une équation, comme par exemple la taille et l'âge d'un petit garçon.

Graphiques à trois dimensions.

Un graphique peut-il traduire trois quantités? Il peut le faire de deux manières, dont aucune n'est tout à fait satisfaisante.

L'une des méthodes possibles consiste à tracer une troisième ligne à angle droit avec les deux premières. En regardant le coin d'une pièce, on peut imaginer l'une des coordonnées à la base de l'un des murs, la seconde au pied de l'autre mur, et la troisième dans l'angle vertical, à l'intersection des deux murs. La « courbe » affecterait alors la forme d'une surface s'étendant dans l'espace intérieur — et généralement aussi à l'extérieur — de la pièce. Cela présente des difficultés évidentes.

L'autre méthode est de tracer un certain nombre de coupes du graphique à trois dimensions, sur un graphique à deux dimensions. En d'autres termes, les trois quantités variables sont réduites à deux en fixant une certaine valeur numérique de la troisième. Nous pouvons alors tracer une courbe indiquant la relation qui existe entre les deux autres. Une valeur différente est ensuite attribuée à la troisième, ce qui donne (en général) une courbe différente, etc.

Reprenons, par exemple, D = VT. Si une certaine valeur numérique est assignée à la vitesse V, nous pouvons aisément tracer un graphique liant D et T, comme dans la figure 0.3. Quand la vitesse est zéro, la distance reste tout le temps zéro. De la sorte, la courbe « V = 0 » est une droite coïncidant avec la coordonnée « temps ». Quand V est fixée à 1 km/h, D et T sont numériquement égaux, ce qui donne une courbe « V = 1 », inclinée d'une manière déterminée par le point où se coupent les lignes passant par les points 1 de chaque coordonnée T et D. La courbe « V = 2 » est deux plus fois plus inclinée, et la courbe « V = 3 » trois fois plus (on dit que sa *pente* est triple) ; et ainsi de suite.

Si on possède un nombre suffisant de courbes « V », il est possible de retracer le graphique pour trouver, par exemple, V en fonction de T pour des valeurs fixées de D. Une ligne horizontale tirée à partir de n'importe quelle valeur choisie de D, sur la figure 0.3 (comme, par exemple, D = 10), coupe chaque courbe V en un point à partir duquel le T correspondant à cette V peut être lu et tracé comme sur la figure 0.4. Chacun des points tracés sur celle-ci correspond à une courbe V de la figure 0.3, et, quand on les joint, ils donnent une nouvelle courbe (réellement incurvée cette fois !). Ce procédé a été démontré pour une valeur de D seulement, mais, naturellement, il peut être répété de manière à montrer le rapport temps/vitesse concernant d'autres distances. La figure 0.4 est l'expression du fait bien connu que « plus la vitesse est grande, plus court est le temps employé à parcourir une distance déterminée ».

Des graphiques de cette nature triple sont importants dans de nombreuses branches de la radioélectricité — par exemple à propos des lampes, dont tous les facteurs caractéristiques ne peuvent être exprimés sous la forme d'équations.

Signification de la pente.

Même de simples graphiques à deux dimensions, comme celui de la figure 0.1, il est possible d'extraire des données qui méritent de

faire l'objet de graphiques séparés. Il est clair, dans cet exemple, qu'une troisième quantité est en jeu : le *taux de croissance*. Il ne s'agit pas là d'une variable indépendante : elle est déterminée par les deux autres. Car elle n'est autre que le « taux-de-changement-de-hauteur ». Comme nous l'avons vu, au départ, alors que la courbe grimpe raide, la croissance est rapide ; quand la courbe s'étale à plat, cela signifie que la croissance a cessé ; et si la courbe se mettait à redescendre — un *gradient* négatif —, cela indiquerait une croissance négative, un rapetissement (chose absurde ici, mais évidemment valable à propos

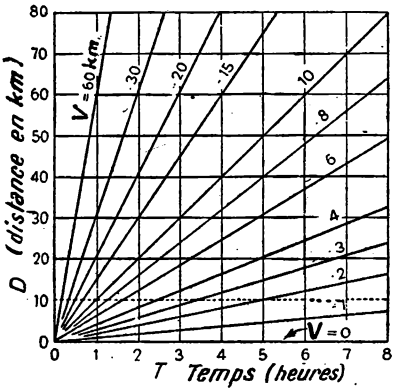


Fig. 03. — Graphique donnant la relation entre le temps, la vitesse et la distance.

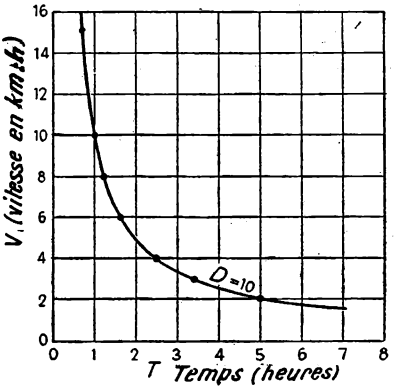


Fig. 0-4. — Graphique pour n'importe quelle distance donnée, dérivé de la figure 0-3.

d'autres phénomènes). Ainsi, il serait possible de considérer la croissance en centimètres par an, par rapport à l'âge en années. Cette notion de taux de changement, indiquée sur un graphique par la pente, est l'essence d'un sujet qui n'est rien de moins que le calcul différentiel, chose beaucoup plus aisée qu'on ne le laisse généralement croire.

Si vous êtes soucieux d'acquérir des vues plus claires sur n'importe quel aspect de l'électricité, il pourrait vous être fort utile de lire au moins les quelques premiers chapitres d'un livre élémentaire sur le calcul différentiel, tel que « Le Calcul intégral et différentiel à la portée de tous » de S.P. Thompson (Dunod, éd.).

Coordonnées non uniformes.

Finalement, bien que des coordonnées uniformes soient de beaucoup les plus aisées à déchiffrer, il peut très souvent exister de sérieuses raisons qui justifient l'emploi de coordonnées d'une autre sorte. Et la sorte la plus importante, la seule d'ailleurs que nous ayions à considérer ici, c'est l'échelle logarithmique. Dans celle-ci, les nombres sont espacés de telle façon qu'une distance donnée, mesurée le long de

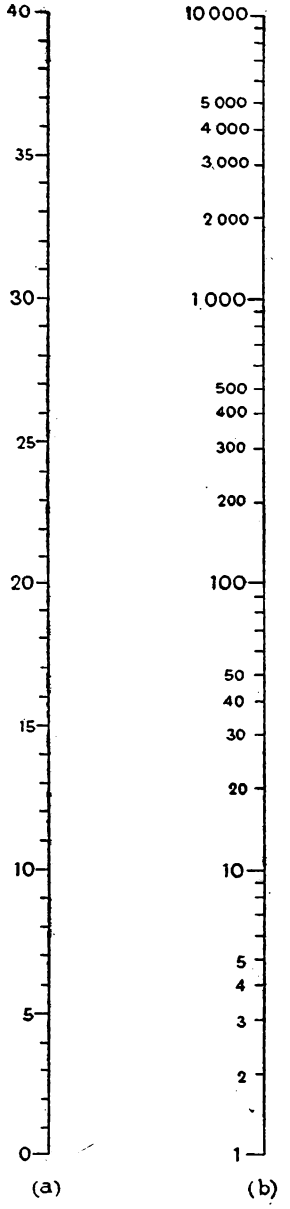


Fig. 0-5. — (A gauche). **Comparaison entre une échelle uniforme ou « linéaire »** (a) **et une échelle logarithmique** (b).

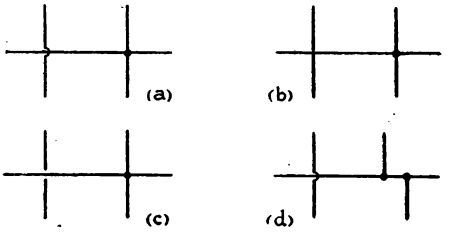


Fig. 0-6. — (Ci-dessous). **Diverses méthodes de dessin pour distinguer les fils qui se croisent de ceux qui sont interconnectés, dans les schémas de circuits.**

l'échelle, représente non pas une certaine *addition*, mais un certain *rapport*, ou *multiplication*. Les musiciens, qu'ils le sachent ou non, font usage d'une telle échelle: leurs intervalles correspondent à des rapports. Par exemple, élever une note d'une octave signifie doubler la fréquence de la vibration, à quelque point de l'échelle que la chose ait lieu.

Les utilisateurs de règles à calcul sont familiarisés avec cette sorte d'échelle. Les lecteurs qui ne sont ni musiciens ni calculateurs à la règle peuvent apercevoir la différence sur la figure 0.5, où *a* est une échelle *linéaire* ou uniforme, et *b* une échelle logarithmique. Si nous les comparons, nous constatons que chaque grande division de l'échelle *a* diffère de la précédente ou de la suivante de 10 unités, lesquelles unités sont toujours représentées par des longueurs égales. L'échelle *b*, cependant, à mesure qu'elle croît, voit ses grandes divisions non pas augmentées de 10 unités, mais multipliées par 10 chaque fois. Les petites divisions, elles, sont de plus en plus serrées à mesure qu'elles approchent d'une grande division, dans le sens ascendant.

L'avantage de ce système est que, sur le même graphique, de très petites et de très grandes quantités peuvent être aussi facilement lisibles. Voici un autre avantage: quand on a affaire à certaines quantités (comme les notes de musique), le rapport est plus utile à connaître que l'intervalle numérique. Un exemple de coordonnées logarithmiques est visible sur la figure 16.11.

Schémas de circuits.

Dans les journaux quotidiens, il est plus aisé d'identifier les visages des politiciens sur les caricatures que sur les photos. En un certain sens, les versions déformées que les caricaturistes donnent de ces messieurs sont plus semblables à eux qu'ils ne le sont eux-mêmes. Les seuls éléments distinctifs ont été retenus, et réduits à des traits conventionnels qui se reconnaissent d'un simple coup d'œil.

La photographie d'une machine compliquée montre juste un amas confus de rouages et de leviers dont même un ingénieur expérimenté pourrait tirer peu de renseignements. Mais un assortiment de bleus, qui, apparemment, n'ont que peu de rapports avec l'aspect de l'original, lui permettent, s'il le faut, de reproduire la machine.

Nous pensons qu'il n'est pas nécessaire de discuter plus avant de la raison pour laquelle des schémas de récepteurs de radio sont plus utiles que des photos.

Dans un schéma, chaque élément qui a un rôle déterminé est représenté par un symbole conventionnel, et les fils qui interconnectent les divers éléments sont représentés par des lignes. Fort heureusement, à de minimes différences près, ces symboles sont assez semblables dans le monde entier pour être reconnus par tous. La plupart d'entre eux indiquent si clairement la fonction des organes qu'ils représentent, qu'on pourrait deviner leur sens à simple vue. Néanmoins, on les a tous groupés pour une présentation en règle, et tout le lot est visible, dûment étiqueté, page 437.

Des variantes.

La seule matière sur laquelle il existe de nettes divergences d'opinion est la façon dont il est possible de distinguer les fils connectés entre eux, de ceux qui se croisent. La figure 0.6 *a* montre la méthode préférée par l'auteur. Un fil qui en croise un autre sans lui être connecté est indiqué par une petite boucle semi-circulaire. Dans la méthode *b*, généralisée en Amérique, les fils qui se croisent sont supposés non connectés tant que l'intersection des traits n'est pas marquée par un petit point. Il y a là un risque : ou bien le point est omis par le dessinateur, ou bien il se forme tout seul de manière indésirable, en particulier quand on dessine le schéma à l'encre. Même quand le schéma est correctement dessiné, la différence est moins nette que dans la méthode *a*. Une troisième méthode, *c*, est quelquefois employée, plus nette et plus facile à dessiner que *a* et plus claire que *b*. Le petit point aux endroits des connexions n'est pas alors essentiel, mais il rend la distinction plus sûre. Pour que la sécurité soit triple, il faudrait que les connexions ne se fassent jamais face (comme, par exemple, en *d*). De toutes les méthodes, *b* est de loin la plus mauvaise. La raison pour laquelle nous la montrons est qu'elle est malheureusement très employée.

Une autre variante, qu'il peut être bon de mentionner, est que certains omettent de dessiner le petit rond entourant les éléments internes d'une lampe ou d'un transistor. Dans ce livre, les cercles en question sont dessinés en traits plus épais que les fils de connexions, et ainsi, ils font apparaître les lampes, généralement éléments clés des montages, d'une manière très distincte. Voir par exemple la figure 19.21.

Importance de la disposition.

Mais il y a bien plus dans la manière de dessiner un schéma que le fait de simplement représenter tous les symboles corrects et leur interconnexion. Si les lettres composant un message étaient écrites pêle-mêle n'importe où sur le papier, personne ne tenterait de le déchiffrer, même si les éléments ainsi dispersés étaient réunis selon une suite correcte par un fouillis de lignes de connexion ; personne, à moins que là ne gise le secret d'un trésor quelque part enfoui. Un schéma de circuit, même parfaitement exact, peut mettre en défaut un ingénieur radio-électricien lui-même, s'il est tracé d'une manière peu familière. La disposition des éléments est à présent largement standardisée, bien que, là aussi, on trouve selon les pays certaines divergences. Nous sommes trop peu avancés dans ce livre pour traiter en détail de la disposition, mais nous allons donner quelques principes généraux en vue de l'avenir.

Le premier point est que le schéma doit être disposé de manière à être lu de gauche à droite. Pour un récepteur, par exemple, l'antenne doit se trouver à gauche, et l'élément terminal, le haut-parleur, à droite.

Ensuite, il existe généralement une connexion de « terre » ou de « masse ». Celle-ci devrait être représentée par un trait épais à la base

du schéma. Les connexions de haute tension devraient se trouver au sommet (1). Cela aide à se représenter la distribution des potentiels.

Il est à conseiller d'éviter les faisceaux de longues connexions parallèles, difficiles à suivre séparément.

De toutes façons, comme lorsqu'il s'agit de symboles écrits, c'est par la pratique qu'on se familiarise le mieux avec les schémas. Un effort a été fait dans ce livre pour donner par l'exemple une bonne pratique de la manière dont sont dessinés ces schémas.

Où les schémas peuvent induire en erreur.

Il y a un avertissement qu'il est prudent de faire ressortir à propos des schémas de circuits, spécialement quand on commence à s'attaquer à des travaux de plus en plus « calés ». Les schémas sont remarquablement commodes et bien conçus en tant qu'aides de la pensée, mais il se peut que la pensée se laisse trop étroitement mouler par eux. Un schéma considère comme fait acquis que toutes les propriétés électriques peuvent s'acquérir par fragments séparés, à la façon de produits chimiques en bouteilles, et qu'on peut exécuter un circuit comme une ordonnance médicale. Au lieu de quoi ils ressemblent plutôt aux odeurs des susdits flacons, quand on a oublié de les reboucher, chaque odeur étant plus forte à proximité de son flacon personnel, mais envahissant quand même l'espace ambiant, et se mêlant inextricablement à toutes les autres. C'est particulièrement vrai quand il s'agit de très hautes fréquences, où le schéma est loin de tout dire. L'expérience seule montre jusqu'à quel point il faut faire confiance à un schéma.

---

(1) Cette manière de dessiner un schéma est la plus employée dans divers pays européens — outre l'Angleterre — comme la Hollande, l'Allemagne, etc...; mais ce n'est pas la manière généralement adoptée en France. Les schémas anglais sont néanmoins très nettement lisibles pour nous. Dans beaucoup de schémas français, le retour à la masse générale est indiqué chaque fois qu'il y a lieu par un signe « prise de terre ». (*N. d. t.*)

CHAPITRE PREMIER

UNE VUE D'ENSEMBLE

Ce que fait la radio.

Les gens qui s'extasient sur les merveilles de la radio donnent rarement l'impression de prendre en considération le fait que toute personne normale peut diffuser des discours et des chansons simplement en faisant usage de sa voix. Nous pouvons communiquer nos pensées aux autres de manière instantanée, sans fils ni autres lignes de communication visibles, et sans nul appareillage d'émission ou de réception en dehors de nous-mêmes. Si quelque chose est merveilleux, c'est cela. La radio est simplement un moyen d'augmenter la portée de nos organes naturels.

Il existe une fable à propos d'une dispute survenue entre les oiseaux, quant à celui qui serait capable de voler le plus haut. Longtemps les prétentions du roitelet furent tournées en dérision. Et pourtant, le jour où eut lieu la grande compétition au cours de laquelle l'aigle survola fièrement tout le monde, l'inattendu se produisit: au moment de l'atterrissage, l'aigle stupéfait vit descendre de son dos le roitelet qui s'y était subrepticement perché, ayant de la sorte établi un nouveau record d'altitude.

On a su, pendant des siècles, que la communication à travers les vastes distances de l'espace était *possible*. La chose se produit, en effet, chaque fois que nous regardons les étoiles et percevons la lumière qui en émane. S'il existait sur la lune des créatures intelligentes, de simples projecteurs leur suffiraient pour communiquer avec nous. Nous savons, par conséquent, qu'un moyen de communication à longue distance existe. La radio utilise tout simplement ce moyen pour transmettre des sons ou des images.

Simplement?

Il y a, en vérité, pas mal à apprendre à ce propos. Avant d'en venir aux prises avec les différentes matières concernant la question, lesquelles doivent être incluses même dans un livre élémentaire, il sera utile de jeter un coup d'œil d'ensemble sur tout ce qui est nécessaire, et sur la manière dont le tout s'assemble.

Nature des ondes sonores.

La radio, comme nous venons d'en faire la remarque, est essentiellement un moyen d'étendre les limites de nos moyens de communication naturels. Elle joue le rôle de l'aigle rapide, transportant la parole du roitelet humain à des distances qui lui étaient inaccoutumées. Donc, pour commencer, voyons ce dont nous avons besoin pour communiquer « naturellement ».

Il y a trois éléments essentiels : l'*orateur* (en bon français : speaker), qui produit le son ; l'*auditeur*, qui le reçoit ; et enfin, le *milieu* qui les réunit, les « connecte » l'un à l'autre.

C'est ce dernier qui est l'élément clé. En suspendant une source de son dans un récipient dont on évacue l'air (fig. 1.1), on montre qu'aucun son ne peut se propager sans l'intermédiaire de l'air (ou de quelque autre substance physique) sur le chemin qui unit émetteur et récepteur.

Quiconque a observé un match de cricket se rappellera que le choc de la balle sur la batte ne s'entend qu'un moment après qu'on les a vu se rencontrer. Le bruit de l'impact a pris un temps appréciable pour parvenir du point de rencontre au lieu où se trouve le spectateur. Si le choc s'est produit à 330 mètres, le retard a été d'une seconde. La même vitesse de propagation s'observe sur n'importe quelle distance, qu'elle soit moindre ou supérieure. Sachant quels dégâts l'air peut causer en se déplaçant à une vitesse seulement dix fois moindre (ouragan), on peut conclure que ce n'est pas l'air lui-même qui s'est précipité dans toutes les directions.

Une pierre jetée dans une mare produit des vagues, mais ces vagues, qui se déplacent en s'éloignant de l'endroit du choc jusqu'à ce qu'elles heurtent la rive, ne sont pas non plus faites de l'eau que la pierre a directement heurtée. Si elles rencontrent un bouchon flottant, elles le font danser verticalement, mais ne l'emportent pas avec elles. Ce qui se déplace, visiblement à la surface de la mare et invisiblement dans l'air, c'est une *onde*, ou plus souvent une succession d'ondes. Quoique les vagues qui se propagent à la surface de l'eau présentent beaucoup de points communs avec les ondes en général, elles ne sont pas tout à fait du même type que les ondes sonores *traversant* l'air (ou tout autre milieu y compris l'eau). Par conséquent, oublions les vagues, maintenant qu'elles ont accompli ce qu'on leur demandait, et considérons un certain nombre d'enfants alignés à la file. Si le dernier reçoit une brusque poussée, il ira heurter le dos de celui qui le précède, et celui-ci fera de même. Ainsi, la poussée pourra se transmettre jusqu'à celui qui est en tête, et elle se sera déplacée tout au long de la file sans que les enfants — représentant ici le milieu de propagation — se soient eux-mêmes déplacés, à part un bref mouvement temporaire.

Ainsi agit la balle de cricket. L'air brusquement comprimé entre elle et la batte pousse l'air immédiatement environnant ; cet air à son tour pousse les couches suivantes, et ainsi l'onde de compression s'éloigne dans toutes les directions comme une bulle qui s'enfle. Et pourtant chaque particule d'air ne fait que s'écarter d'une fraction de centi-

mètre de la cause de la perturbation, pour revenir aussitôt après à la place qu'elle occupait. Et comme l'impulsion initiale est dispersée à la surface d'un front d'onde de plus en plus étendu, le mouvement des particules d'air devient de plus en plus faible, et l'intensité du bruit va décroissant.

Caractéristiques des ondes sonores.

La production de sons est une fonction tout à fait accessoire des balles de cricket. Mais les organes vocaux de l'homme constituent un générateur de sons capable d'en émettre à volonté une grande variété.

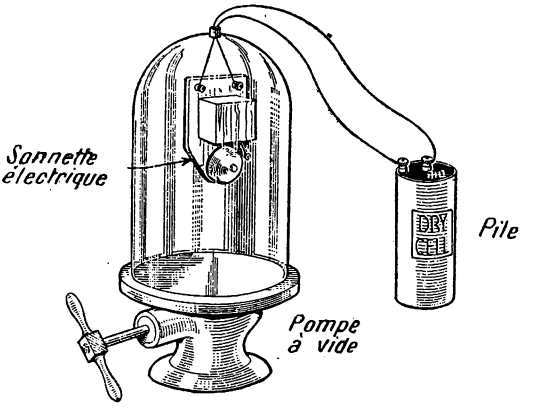


Fig. 1-1. — Expérience démontrant que les ondes sonores ne se propagent pas dans le vide. A mesure qu'on extrait l'air de la cloche, le bruit de la sonnette s'affaiblit et cesse d'être perceptible.

Ce qui surprend beaucoup de gens, quand on leur explique la nature des ondes sonores, c'est la manière dont une telle variété de sons peut être transmise par de simples trémoussements de droite et de gauche de petits bouts d'air. Est-il réellement possible que les subtiles inflexions de la voix, par lesquelles on peut identifier un individu, et toute l'infinie variété de la musique, puissent être traduites par cela, et rien de plus?

En examinant la question de plus près, nous trouvons que cette infinie variété de sons est due à quatre caractéristiques de base, que l'on peut toutes illustrer au moyen d'un piano. Ce sont:

a) *L'amplitude.* Une seule touche peut être frappée doucement ou fortement, produisant un son faible ou puissant. Plus fort on frappe, plus violemment la corde du piano vibre et agite l'air, ou, pour user de termes techniques, plus grande est l'*amplitude* de l'onde sonore. La différence en amplitude est montrée graphiquement par la figure 1.2 *a*. (Notons que l'agitation de l'air est représentée ici par un déplacement de haut en bas de la courbe, parce qu'en général on emploie, pour figurer le temps, le déplacement dans le sens horizontal.)

b) *La fréquence.* Frappons maintenant une touche plus rapprochée du côté droit du clavier. Le son résultant peut être distingué du précédent par sa note plus aiguë. La corde correspondante est plus légère

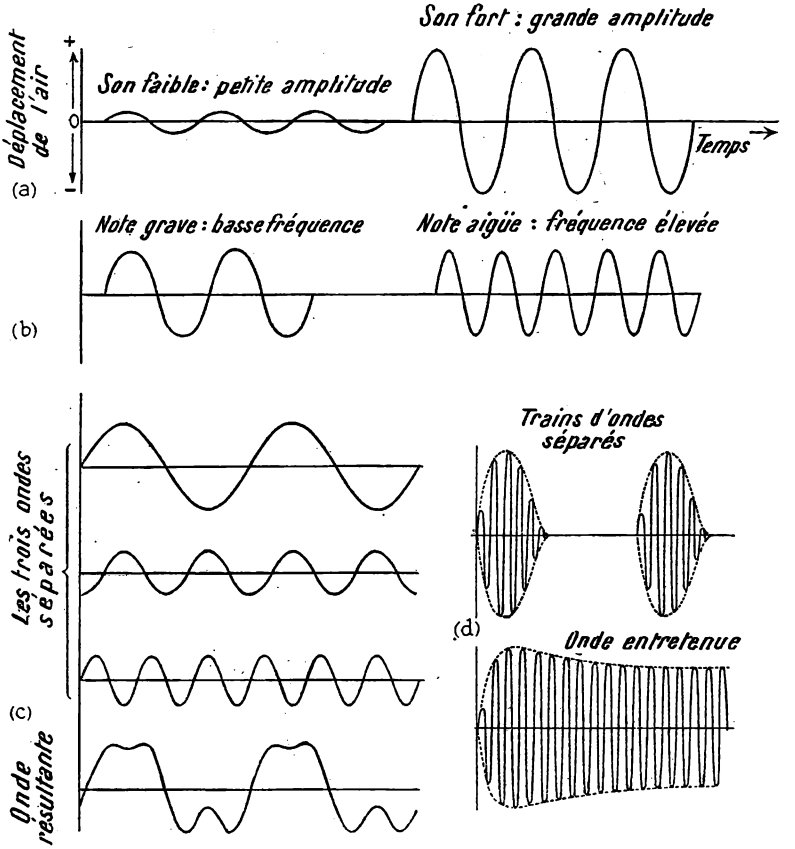


Fig. 1-2. — Graphique montrant les quatre méthodes de base selon lesquelles le son (ou autre chose) peut être diffusé : a) l'amplitude; b) la fréquence; c) l'onde résultante; d) l'onde entretenue

et plus tendue, et ainsi elle vibre plus rapidement et produit un plus grand nombre d'ondes sonores par seconde. En d'autres termes, les ondes produites ont une *fréquence* plus élevée, qui est représentée par la figure 1.2 *b*.

c) *La forme d'onde.* Si, maintenant, plusieurs touches sont frappées simultanément pour former un accord, leurs sons se mélangent en un seul, qui est plus riche que celui des notes séparées. Les trois premières ondes de la figure 1.2 *c* représentent trois notes séparément. Quand les déplacements sont additionnés, ils donnent la forme d'onde plus compliquée que l'on peut voir sur la dernière ligne.

En réalité, chaque note individuelle du piano a elle-même une forme complexe qui permet de la distinguer de la même note jouée sur d'autres instruments.

d) *L'enveloppe.* Une quatrième différence (1) dans la nature du

(1) Mathématiquement, cela est défini par la forme d'onde, de sorte qu'on ne fait parfois pas de catégorie séparée.

son peut être illustrée en frappant rapidement une touche pour donner une note brève (staccato), puis en pressant fermement la même touche et en la maintenant baissée, afin de produire une note soutenue (legato). Cela peut se voir sur la figure 1.2 *d*. Les lignes pointillées, nommées *enveloppes*, et qui sont dessinées en suivant les sommets des ondes, ont des formes différentes. Un autre exemple de cette sorte de différence est le contraste entre les sons heurtés d'une conversation, et les notes pleines et soutenues que peut donner l'orgue.

Chaque voix, chaque instrument de musique, en fait tout ce qu'on peut entendre, est quelque chose qui bouge. Les mouvements des corps producteurs de sons se transmettent à l'air, faisant rayonner des ondes. Et toutes les différences possibles entre les sons ont pour cause des combinaisons des quatre différences de base.

Les détails de la voix humaine et des autres générateurs de sons sortent du domaine de ce livre, mais les ondes sonores sont ce que doivent transporter les systèmes de communication à longue distance, tels que la radio. Même s'il faut transporter autre chose que des sons (des images, par exemple), l'étude des ondes sonores n'est pas inutile, car les caractéristiques de base illustrées par la figure 1.2 s'appliquent à toutes les ondes, y compris les ondes radio-électriques.

La première caractéristique, l'amplitude, est chose simple et aisée à comprendre. La troisième et la quatrième (forme d'onde et enveloppe) nous amènent à des complications trop grandes pour cette vue préliminaire, et doivent être reportées à des chapitres ultérieurs. La seconde (la fréquence) est une notion de la plus grande importance, et elle n'est pas de nature trop compliquée pour que nous ne nous en occupions pas dès maintenant.

Fréquence.

Considérons l'exemple donné par la corde vibrante représentée par la figure 1.3. Les limites inférieure et supérieure de sa vibration sont

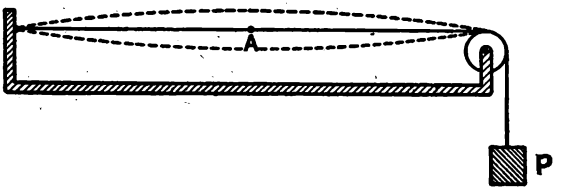


Fig. 1-3. — Générateur de son simple, constitué par une corde tendue par un poids. Quand on pince la corde, elle vibre comme le montrent les lignes pointillées.

indiquées (d'une manière peut-être quelque peu exagérée) par les lignes pointillées. Si en un point de la corde tel que A était fixé un stylo capable d'inscrire ses mouvements sur une bande de papier se dépla-

çant rapidement de gauche à droite, il tracerait une ligne sinueuse, qui serait son graphique déplacement/temps, comme sur la figure 1.2. Chaque mouvement complet de bas en haut, puis de haut en bas et retour, est appelé un *cycle*. Sur la figure 1.4, où l'on voit plusieurs cycles, l'un d'eux a été indiqué par un trait plus épais. Le temps de son accomplissement, marqué T, est dénommé sa *période*.

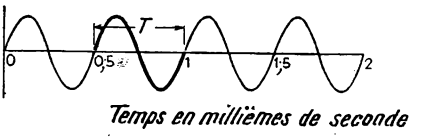


Fig. 1-4. — L'étendue d'un cycle dans une série d'ondes est marquée en trait plus épais. Le temps occupé à l'engendrer (ou celui de son déroulement en un point donné) est marqué T.

Nous avons déjà noté que le rythme auquel la vibration a lieu est appelé fréquence, et détermine la note du son produit. On compte généralement cette fréquence en cycles ou périodes/seconde, ou mieux, en *Hertz* (c/s, p/s ou Hz). Le symbole adopté pour la fréquence est f. Le do médian de la musique a une fréquence de 261 Hz. Le registre complet d'un piano s'étend de 27 à 3516 Hz. Les fréquences des sons audibles, pour les personnes douées d'une ouïe normale, s'étendent de 20 à 20 000 Hz environ, et sont dites fréquences audibles, fréquences musicales, ou, en radio, basses fréquences (B.F. en abrégé).

Il convient de noter, en passant, que T et f sont en relation étroite. Si la période de chaque cycle est d'un centième de seconde, la fréquence est évidemment de cent cycles par seconde. C'est ce qui s'exprime par la formule générale $f = 1/T$. De sorte que sur un graphique, il suffit de se reporter à l'échelle des temps pour trouver instantanément la fréquence. Sur la figure 1.4, on voit que T est égal à 0,0005 s, ce qui fait que la fréquence est de 2000 c/s (ou 2000 Hz).

Longueur d'onde.

Maintenant, considérons les ondes produites dans l'air par la corde vibrante. La figure 1.5 montre une vue de celle-ci en bout, avec le point A oscillant de haut en bas et retour. Il pousse alternativement l'air au-dessus et au-dessous de lui, et ces poussées se déplacent en s'éloignant de lui. Les endroits où l'air a été temporairement écarté de A sont marqués en traits pleins, ceux où il en est temporairement rapproché en pointillé. Ces lignes concentriques doivent être imaginées s'étendant à une vitesse d'environ 330 mètres par seconde. Par conséquent, si la corde vibre par exemple à une fréquence de 20 Hz, au bout d'une seconde la première onde se trouvera à 330 mètres du point de départ, et, sur cette distance, se répartiront 20 ondes complètes (fig. 1.6). La longueur de chaque onde sera donc égale à un vingtième de 330 m, soit 16,5 m.

Comme il est établi que les ondes sonores, quelles que soient leurs fréquence ou amplitude, voyagent à la même vitesse dans l'air, plus la fréquence est élevée, plus courte est la longueur d'onde. Cette relation peut s'écrire sous la forme de l'équation

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

où la lettre grecque λ (prononcer *lambda*) désigne la longueur d'onde, v la vitesse de déplacement ou *vélocité* de l'onde, et f la fréquence. Si v est donnée en mètres par seconde et f en c/s, p/s ou Hz, λ sera en mètres. Si v remplace le nombre 330, c'est pour la raison que la

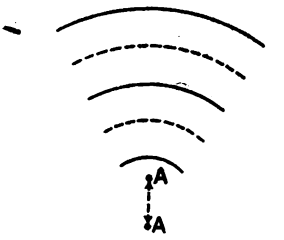


Fig. 1-5. — Vue en bout de la corde vibrante (point A de la figure 1-3). En se déplaçant vers le haut et le bas selon la distance AA, la corde émet dans l'air des ondes qui transportent à l'oreille de l'auditeur une portion de l'énergie dépensée dans la vibration.

vélocité dépend de la température, et, en général, de la nature du milieu de propagation; si ce n'est pas de l'air qu'il s'agit, ce pourrait être de l'eau, de la pierre, etc. Et c'est donc le chiffre correspondant à v qu'il faut écrire dans l'équation.

Il convient de noter que c'est la fréquence qui détermine la note, et que la longueur d'onde est une matière secondaire dépendant de

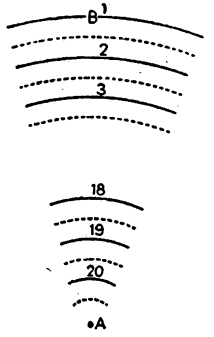


Fig. 1-6. — Vingt ondes successives de la corde représentée sur les figures 1-3 et 1-5.

la vélocité de l'onde. Cela peut être démontré en faisant passer la même note à travers l'eau, où la vélocité est de 1184 mètres par seconde. La longueur d'onde y est par suite sensiblement quatre fois plus grande que dans l'air, mais la note, appréciable à l'oreille, demeure la même que celle, de plus courte longueur d'onde, transmise par l'air.

L'émetteur.

Le dispositif de la figure 1.3 est un émetteur de son très simple. Sa fonction est de créer des ondes sonores par vibration, en agitant l'air environnant. Dans certains instruments, comme le violon, le travail d'agitation est rendu plus efficace en reliant les parties vibrantes à des surfaces qui augmentent la quantité d'air perturbé (1).

La note peut être modifiée par deux moyens: l'un est de faire varier le poids de la corde, ce que l'on peut accomplir en modifiant la longueur admise à vibrer, comme le fait le violoniste avec ses doigts. L'autre moyen est de changer la tension, comme il le fait lorsqu'il accorde son instrument, ou encore, comme sur la figure 1.3, en modifiant le poids qui tend la corde. Pour rendre la note plus grave, on rend la corde plus lourde ou plus lâche. Comme ceci n'est pas un livre sur le son, il est inutile de pousser plus avant ces considérations. Mais nous aurons beaucoup à dire, en particulier dans le chapitre 8, à propos des équivalents électriques de ces deux facteurs, qui commandent la fréquence des ondes radio-électriques.

Le récepteur.

Que se passe-t-il du côté réception? En nous remémorant la pierre jetée dans la mare, nous nous souviendrons aussi des vagues qui faisaient danser les bouchons ou autres corps flottants. De manière similaire, quand les ondes d'air rencontrent un objet, elles s'efforcent de lui communiquer leur vibration. C'est comme cela que nous entendons des sons à travers les portes ou autres cloisons. Le son fait vibrer la porte, et les vibrations de celle-ci créent de nouvelles ondes du côté où nous nous trouvons. Quand les ondes atteignent nos oreilles, elles font vibrer nos tympans, et ceux-ci à leur tour mettent en branle un mécanisme récepteur très remarquable, qui effectue un tri des sons et envoie ses constatations au cerveau par de multiples nerfs.

Communications électriques par fil.

Pour étendre la portée très limitée des ondes sonores dans l'air, il était nécessaire de trouver un moyen de transport. Rien ne put donner de résultats très probants jusqu'à la découverte de l'électricité. Au début, on ne sut contrôler celle-ci que de manière très grossière, en se bornant à brancher et à interrompre le courant. De la sorte, les messages devaient être transcrits selon un code spécial avant qu'on puisse les expédier, et, à l'autre bout de la ligne, du côté récepteur, on devait les traduire. Un télégraphe électrique simple consistait dans une pile, et un interrupteur (clé ou manipulateur) du côté transmission. Du côté réception, on trouvait quelque engin capable de détecter le passage du courant, et un fil constituait la liaison, en transmettant le courant.

(1) *N. d. t.* — Et surtout dans le banjo, cher aux Anglais, et dont la « peau de tambour » joue exactement le rôle de la membrane d'un haut-parleur.

La plupart des détecteurs de courant faisaient usage du principe suivant découvert à ce moment: quand une certaine portion du fil était enroulée autour d'un morceau de fer, celui-ci devenait un aimant aussi longtemps que le courant passait, et pouvait de la sorte attirer d'autres morceaux de fer placés à proximité. Si le morceau de fer attiré était une membrane mince et flexible que l'on tenait contre l'oreille, ses mouvements de rapprochement et d'écartement de la bobine à noyau de fer, selon qu'on branchait ou qu'on interrompait le courant, se transformaient en claquements audibles même quand le courant était très faible.

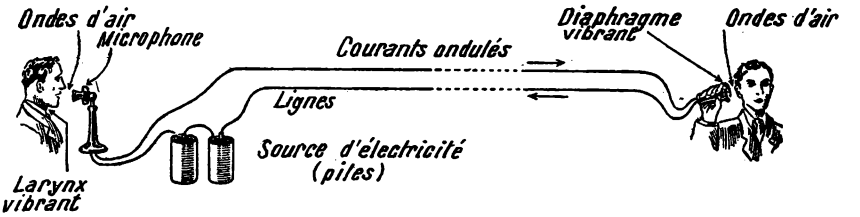


Fig. 1-7. — Téléphone du type le plus simple, montrant comment les caractéristiques originales des ondes d'air sont imprimées à des courants électriques, qui voyagent plus vite et plus loin que le son, puis sont transformées en d'autres ondes d'air, de manière à être rendues audibles à nouveau.

Pour transmettre la parole ou la musique, néanmoins, il était nécessaire d'arriver à faire vibrer la membrane selon les mêmes vibrations compliquées que les ondes sonores produites du côté émetteur. Comme l'attraction exercée sur la membrane variait selon la force du courant, c'était possible si l'on parvenait à faire varier l'intensité de ce courant au rythme des lointaines ondes sonores. Ce problème fut finalement résolu au moyen d'un dispositif très simple, le microphone à charbon, qui, moyennant seulement quelques modifications de détails, équipe toujours nos téléphones modernes.

Dans sa forme la plus simple, par conséquent, un téléphone est constitué comme le montre la figure 1.7. Bien que cette invention ait étendu la portée de la parole de quelques mètres à des kilomètres, chaque kilomètre de ligne affaiblissait les courants, mettant finalement une limite aux communications intelligibles. Ce ne fut qu'après l'invention de la lampe amplificatrice qu'il devint possible de téléphoner à des centaines et des milliers de kilomètres.

Les ondes électriques.

Les lignes télégraphiques et téléphoniques apportaient quand même, et apportent encore, une aide considérable aux communications. Mais quelque chose d'autre était nécessaire pour les navires et les avions. De plus, même où une liaison par fil est réalisable, elle est parfois gênante.

Au point où nous en sommes, nous pourrons probablement tirer profit d'une nouvelle évocation de la communication directe par la

voix. Quand vous parlez à quelqu'un, vous ne devez pas canaliser les vibrations de vos organes vocaux directement au tympan de votre interlocuteur par le moyen d'une baguette ou autre « conducteur ». Tout ce que vous faites est d'agiter l'air de manière à y produire des ondes, et ces ondes se répandent dans toutes les directions, faisant vibrer tout ce qu'elles rencontrent — y compris les tympans.

Il y a très longtemps déjà, certains chercheurs s'étaient posé la question suivante : « Serait-il possible de produire de façon analogue des ondes *électriques*, et, si c'est possible, vont-elles se propager plus loin que les ondes sonores? » Petit à petit, les savants ont fourni la réponse. Clerk Maxwell démontra, par les mathématiques, que les ondes électriques étaient théoriquement possibles, et même que, selon toute probabilité, la lumière, qui peut être détectée après avoir franchi d'immenses distances, n'était qu'une variété de cette sorte d'ondes. Mais s'il en est ainsi, la lumière est faite d'ondes d'une fréquence extraordinairement élevée, de l'ordre de 5×10^{14} périodes par seconde. Peu d'années plus tard, Hertz produisit réellement et put détecter des ondes électriques de fréquence beaucoup plus basse (bien qu'encore fort élevée), et trouva qu'elles partageaient avec le son la propriété de traverser certains obstacles qui sont opaques à la lumière.

Contrairement au son, néanmoins, les ondes électriques ne sont pas transportées par l'air. Elles se propagent également bien (sinon mieux) là où il n'existe ni air, ni aucune substance matérielle. Si l'expérience de la figure 1.1 est reproduite avec une source d'ondes électriques, au lieu d'ondes sonores, l'extraction de l'air ne produit aucune différence sensible.

Nous savons, naturellement, que la lumière et la chaleur nous parviennent du soleil à travers 150 millions de kilomètres d'espace vide. La connaissance du milieu qui les y transporte est une question controversée. On l'avait nommé « Ether », voire « Aether », pour éviter la confusion avec le liquide anesthésique bien connu, mais des expériences, qui auraient dû donner des résultats bien déterminés si une telle chose avait existé, n'ont rien donné du tout. Aussi, les savants en nient-ils à présent l'existence. Mais il est bien difficile à des esprits moins subtils que les leurs de concevoir comment les ondes électriques, qui se comportent à bien des points de vue comme celles qui se propagent à travers des milieux matériels, peuvent être transportées par du néant.

Il n'existe, néanmoins, aucun doute à propos de leur vitesse de propagation. Les ondes lumineuses traversent l'espace à environ 300 000 kilomètres par seconde. D'autres sortes d'ondes électriques, comme les rayons X et ultra-violets, ainsi que les ondes de radio, se déplacent à la même vitesse, et diffèrent seulement par la fréquence. Leur longueur d'onde est généralement mesurée en mètres. Par conséquent, en inscrivant la valeur requise de v dans la formule que nous avons vue page 29, nous obtenons :

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f}$$

(la vélocité est exprimée en mètres par seconde).

Si par exemple la fréquence est de 1 000 000 de périodes par seconde, la longueur d'onde est de 300 mètres.

Nécessité des hautes fréquences.

Graduellement, il a été constaté que les ondes électriques sont capables de se propager pratiquement à n'importe quelle distance, et même de contourner la terre jusqu'aux antipodes. Leur vitesse énorme les rendait toutes qualifiées pour transporter des messages: leur plus long voyage autour de la terre demande moins d'un dixième de seconde.

Les tentatives faites pour produire des ondes électriques de mêmes fréquences que les ondes sonores n'ont pas eu de succès. Pour en comprendre la raison, il nous sera utile de revenir à la manière dont sont produites les ondes sonores.

Si vous essayez de produire un son dans l'air en agitant votre main, vous échouerez parce que la fréquence la plus élevée à laquelle vous pouvez l'agiter ne dépasse pas quelques périodes par seconde. A une fréquence aussi basse, l'air a le temps de fuir en contournant votre main, au lieu de s'accumuler de manière à donner une poussée aux couches environnantes. Si vous pouviez agiter votre main à la vitesse des ailes d'un insecte, voire d'un colibri, alors l'air n'aurait pas le temps d'égaliser la pression sur les deux faces, mais au contraire serait alternativement comprimé et raréfié, et des ondes sonores se produiraient. Mais si votre main était aussi grande que la façade d'une maison, alors elle pourrait produire des ondes dans l'air, même en ne bougeant que peu de fois par seconde, parce que le chemin que l'air aurait à parcourir serait trop long pour qu'à chaque oscillation il ait le temps de se rendre d'une face à l'autre. La fréquence de ces ondes serait trop basse pour que l'oreille les perçoive, mais elles seraient fort bien décelées par le vacarme que feraient portes et fenêtres dans tout le voisinage.

Le même principe s'applique aux ondes électriques. Mais, à cause de la vitesse considérablement plus grande avec laquelle elles peuvent se précipiter pour la contourner, il est nécessaire que l'antenne — qui correspond ici à la main agitée — ait une grandeur proportionnelle. Pour rayonner des ondes électriques aux plus basses fréquences audibles, les antennes devraient être si étendues qu'il serait tout aussi commode — et même peut-être plus — de les utiliser tout bonnement comme fils téléphoniques.

Même sans cette difficulté, une autre se serait présentée dès qu'un certain nombre d'émetteurs auraient commencé de rayonner des ondes électriques à la fréquence du son. Il n'y aurait eu aucun moyen de sélectionner celle qu'on aurait désiré entendre; c'eût été pareil à un babillage de géants.

Cela eût pu paraître la fin de tous les espoirs concernant la téléphonie sans fil. Mais, sur ce point, l'ingéniosité humaine n'a pas été battue. La solution est venue par l'entremise de la télégraphie sans fil. Suivons par conséquent cette voie.

Télégraphie sans fil.

Hertz découvrit donc le moyen de produire des ondes électriques. Nous ne nous étendrons pas sur les procédés qu'il employait, parce qu'ils sont maintenant périmés. La fréquence des ondes qu'il produisait est du domaine de ce qu'on nomme « ultra hautes fréquences », dans la région avoisinant quelques centaines de millions de périodes par seconde, c'est-à-dire avec des longueurs d'onde de quelques centimètres. De telles fréquences sont employées actuellement dans les radars.

Il trouva également une méthode permettant de les détecter dans un rayon de quelques mètres. Avec les émetteurs plus puissants et les récepteurs plus sensibles mis au point par la suite, les portées augmentèrent rapidement, et, en 1901, Marconi réussit à faire franchir aux ondes l'Atlantique. Les détecteurs de toutes sortes qui furent inventés de temps à autre fonctionnaient en ne laissant passer un courant local à travers le récepteur que quand les ondes électriques frappaient l'antenne. Les sens humains sont insensibles aux ondes de radio, car les fréquences en jeu sont beaucoup trop élevées pour l'oreille et beaucoup trop basses pour l'œil. Mais les courants électriques résultant de leur détection peuvent être employés à produire des effets visibles ou audibles.

Au point où nous en sommes, nous possédons l'équivalent sans fil du télégraphe électrique simple. Le schéma de la figure 1.8 s'explique plus ou moins de lui-même. Le manipulateur d'émission met en marche l'émetteur, qui produit une rapide succession d'ondes, rayonnées par une antenne. Quand ces ondes atteignent le récepteur, elles déclenchent le détecteur, qui laisse passer du courant à travers l'écouteur, où un bruit se produit. En faisant fonctionner le manipulateur selon les signaux de l'alphabet Morse, on peut transmettre des messages. Voilà en gros la base de la télégraphie sans fil jusqu'à ce jour, bien que les premières installations aient été perfectionnées jusqu'à devenir méconnaissables, et que les nouvelles impriment les messages sur papier mieux que les dactylos les plus expertes.

Accord.

Un point important à noter est que, dans de larges limites, le courant provenant du détecteur est indépendant de la fréquence des ondes. (La fréquence du courant en question est, en somme, celle à laquelle on ouvre ou ferme le circuit producteur d'ondes à l'émission). Ainsi, on a un large choix de longueurs d'ondes. Dans le chapitre 15, nous examinerons la façon d'opérer ce choix. Pour l'instant, il nous suffira de nous rappeler que si la fréquence est basse, approchant les fréquences audibles, les antennes seront immenses; tandis que si la fréquence est encore plus élevée que celles que produisait Hertz, il sera difficile de produire des ondes puissantes, et elles seront aisément interceptées par les obstacles, comme les ondes lumineuses. Les limites pratiques des fréquences utilisées vont environ de 15 000 Hz à 50 000 000 000 de Hz. On les nomme, dans l'ensemble, haute fréquence (en abrégé H.F.).

L'intérêt de disposer d'un grand choix de fréquences devint vite évident, quand on découvrit qu'il était possible et même avantageux de faire en sorte que le récepteur réponde à la seule fréquence de l'émetteur à recevoir, et rejette toutes les autres. Cette invention, l'*accord*, était essentielle pour obtenir des communications sans fil efficaces, et c'est le sujet d'une grande partie de ce livre. Aussi il sera suffisant, pour l'instant, de faire une comparaison avec le phénomène acoustique analogue: nous pouvons ajuster la fréquence d'une onde sonore en modifiant la longueur et la tension de l'émetteur.

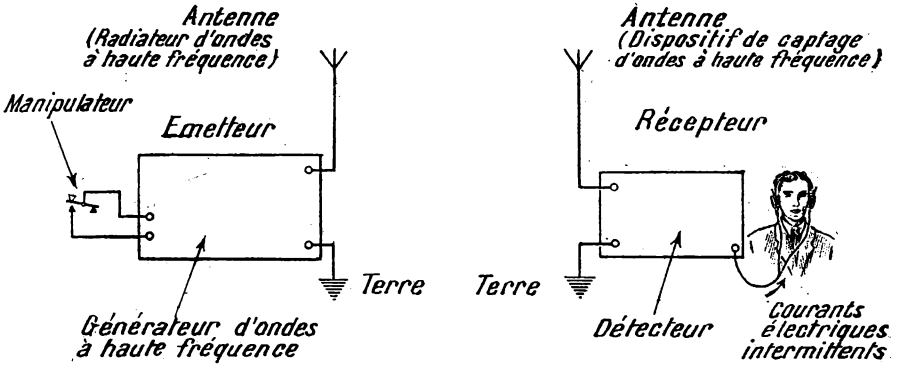


Fig. 1-8. — Télégraphe sans fil élémentaire. Des courants traversent les écouteurs, produisant un son chaque fois que l'émetteur rayonne des ondes.

Un piano contient près d'une centaine de cordes de longueurs et de tensions bien déterminées, que l'on peut choisir au moyen des touches. Si, dans la même pièce, se trouve un second piano, dont la pédale forte soit constamment baissée de manière à laisser à toutes les cordes la liberté de vibrer, quand nous frapperons fortement une touche du premier piano, nous pourrons entendre résonner la corde accordée sur la même fréquence dans le second piano. Si nous possédions une simple corde ajustable, nous pourrions la tendre de manière à l'accorder sur n'importe quelle note du piano émetteur, et en même temps la rendre sourde à toutes les fréquences différentes. D'une manière correspondante, les équivalents électriques de la longueur (ou du poids) et de la tension sont ajustés, par les réglages d'accord d'un récepteur de radio, de manière à sélectionner l'émetteur désiré.

Téléphonie sans fil.

Le second point important est, comme on pouvait s'y attendre, que l'intensité du courant détecté augmente avec la puissance des ondes transmises. Connaissant ce fait, et en nous remémorant le dispositif de la figure 1.7, nous n'aurons pas besoin de beaucoup d'imagination pour convertir le télégraphe sans fil de la figure 1.8 en téléphone sans fil;

nous substituerons au manipulateur Morse un dispositif faisant varier la puissance des ondes, comme le microphone de la figure 1.7 faisait varier l'intensité du courant dans la ligne. De tels dispositifs sont nommés *modulateurs*, et seront examinés avec plus de détails dans le chapitre 13. Le microphone est toujours nécessaire, parce que la puissance de sortie d'un émetteur n'est pas commandée directement par les ondes sonores, mais bien par les courants ondulés à fréquence variable que produit le microphone.

Un système pratiquement utilisable nécessite une série d'amplificateurs, d'abord pour renforcer les faibles courants à fréquence audible commandés par le microphone, jusqu'à ce qu'ils soient suffisamment intenses pour moduler un puissant émetteur. Ensuite, il faut, à la réception, amplifier les courants à haute fréquence de très faible intensité produits dans l'antenne par les ondes venues de loin. Et également amplifier la basse fréquence sortant du détecteur, de manière à ce qu'elle devienne suffisamment puissante pour actionner un haut-parleur, au lieu de l'incommode casque téléphonique. Cet ensemble assez compliqué est représenté par le schéma « en boîtes » de la figure 1.9.

Récapitulation.

Nous voici arrivés à un stade où il serait bon de revoir les résultats de cette enquête préliminaire. Nous comprenons que tous les systèmes de communication doivent faire en sorte que les signaux soient finalement perceptibles aux sens humains. Parmi ceux-ci, seules l'ouïe et la vue sont en jeu. Les deux sont impressionnées par des ondes. Nos oreilles sont sensibles à des ondes produites dans l'air, dans des limites de 20 à 20 000 Hz environ. Nos yeux perçoivent des ondes comprises dans une étroite bande de fréquences centrée sur 5×10^{14} Hz, ondes qui ne sont pas transportées par l'air, mais par l'espace, et dont on a fait la preuve qu'elles sont de nature électrique.

Bien que nos oreilles soient remarquablement sensibles, l'onde d'air (le son) est de portée très restreinte comme moyen de communication. L'œil, indubitablement, voit à très longue distance, mais la communication est interrompue par le moindre flocon nuageux. Si, néanmoins, nous pouvons nous arranger pour « traduire » les ondes audibles ou visibles en ondes d'une autre nature, puis les en extraire au moment utile, nous avons alors un très large choix pour adopter les ondes qui se propagent le mieux. Il a été prouvé qu'il s'agit d'ondes plus basses en fréquence que les ondes lumineuses, et plus élevées que les ondes sonores. Les plus basses parmi ces fréquences radio-électriques requièrent des antennes excessivement étendues, cependant que les plus élevées sont freinées par l'air. Toutes traversent l'espace à la même vitesse d'environ 300 000 000 de mètres par seconde, de sorte que les longueurs d'onde peuvent se calculer en divisant ce chiffre par la fréquence en p/s ou Hz.

La fréquence de l'émetteur est réglée par un choix convenable et un ajustement des équivalents électriques du poids et de la tension d'une corde dans l'accord des générateurs de son. De la même manière,

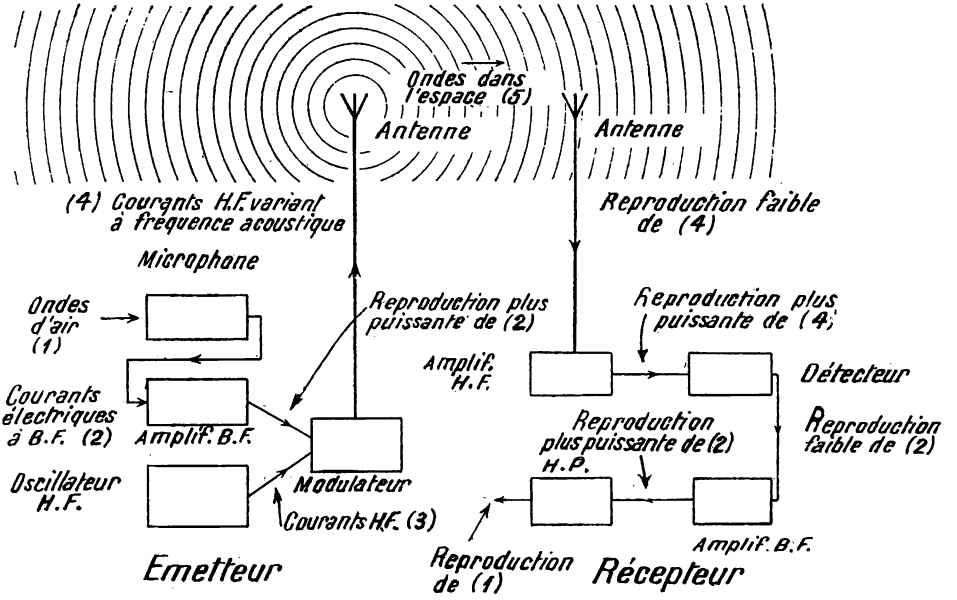


Fig. 1-9 — Le télégraphe sans fil de la figure 1-8 est transformé en téléphone sans fil en modulant la sortie de l'émetteur au moyen des ondes sonores, au lieu de le faire simplement fonctionner par intermittences.

le récepteur peut être ajusté pour répondre à une seule fréquence et rejeter les autres. Il y a tant de demandes d'allocation de fréquences — la radiodiffusion d'Etat, les télégraphes et téléphones, la marine, l'armée, l'aviation, la police, la navigation marchande, les lignes aériennes, et d'autres — que malgré toute l'étendue des fréquences parmi lesquelles on peut choisir, il est difficile de trouver place pour tous, spécialement si l'on songe que seule une petite portion de chaque bande est convenable pour tel ou tel genre de service.

La transformation des ondes sonores en ondes électriques s'accomplit en deux stades. D'abord, par l'intermédiaire d'un microphone, en courants ayant les mêmes fréquences que les sons originaux. Ces courants sont, ensuite, utilisés par un modulateur, qui contrôle les ondes à haute fréquence de telle sorte que le récepteur puisse en extraire des sons semblables à ceux qui avaient frappé le microphone. A la réception, le processus est inversé; d'abord on a un détecteur, qui fournit des courants ayant les fréquences des sons originaux, puis des écouteurs ou un haut-parleur, qui utilisent ces courants pour produire des ondes sonores.

Comme toute l'affaire est une application de l'électricité, notre étude détaillée devra évidemment commencer par l'examen des principes généraux de l'électricité. Et il sera nécessaire d'accorder une

attention toute spéciale aux variations ondulatoires de l'électricité, tant aux fréquences audibles qu'aux hautes fréquences. Cela nous amènera à étudier les caractéristiques électriques qui constituent les bases de l'accord.

Pour produire des courants à haute fréquence dans l'émetteur aussi bien que pour amplifier et accomplir nombre d'autres fonctions, on emploie toutes sortes de tubes électroniques ou lampes, qu'il faudra également étudier de manière assez détaillée. Les moyens permettant de provoquer la formation d'ondes avec les courants à haute fréquence (et inversement du côté récepteur) demandent quelques connaissances à propos des antennes et du rayonnement. D'autres points essentiels qu'il faudra élucider sont la modulation et la détection.

Armés de ces connaissances, nous pourrons alors voir comment elles s'appliquent aux modèles typiques d'émetteurs et de récepteurs. Finalement, les conditions spéciales du fonctionnement de la télévision et des radars seront brièvement évoquées.

CHAPITRE II

NOTIONS ÉLÉMENTAIRES D'ÉLECTRICITÉ

Les électrons.

La nature exacte de l'électricité est un mystère qui, peut-être, ne sera jamais tout à fait éclairci. Mais, à partir de ce qu'on en connaît, il est possible de s'en faire une image — ou, si l'on préfère, une espèce de modèle de démonstration — au moyen duquel on peut se rendre compte de la manière dont se produisent ses effets, et même d'imaginer comment on pourrait en produire d'autres. La raison pour laquelle l'existence de l'électricité passa inaperçue jusqu'à une époque relativement récente, est qu'il en existe de deux espèces, en quantités égales, et qui se neutralisent si on ne les sépare par quelque moyen convenable.

Ce comportement rappela, aux chercheurs qui s'occupaient de tirer l'affaire au clair, l'usage des signes positif (+) et négatif (—) en arithmétique. Mettre en jeu une des quantités + 1 ou — 1 produit dans un calcul un effet bien défini ; mais + 1 — 1 équivaut exactement au zéro. De sorte qu'en un temps où on ne connaissait rien de la composition réelle des deux espèces complémentaires d'électricité, on les appelait respectivement positive ou négative. Les deux produisent, quand elles sont séparées, des effets très remarquables, mais une combinaison des deux en quantités égales ne donne aucun signe révélateur d'électricité.

Des recherches approfondies conduisirent à la conclusion stupéfiante que toute matière est, en très grande partie, constituée d'électricité. Les milliers de corps solides, liquides ou gazeux que l'on connaît sont tous constitués d'atomes qui contiennent quelques éléments de base très peu nombreux. De ces éléments, nous n'avons à considérer qu'une seule espèce : les particules d'électricité négatives, nommées *électrons*.

Pour les étudier, il est commode de se figurer chaque atome comme une sorte de système solaire à l'échelle ultra-microscopique, dans lequel un certain nombre d'électrons sont répartis autour d'un noyau central, comme la terre et quelques-unes des planètes autour du soleil (fig. 2.1). Le noyau est toujours d'une structure plus ou moins complexe. C'est lui qui détermine presque tout le poids de l'atome, le nombre et le type

des particules qu'il renferme déterminant l'élément (oxygène, carbone, fer, etc.). Des travaux récents ont montré comment, en brisant le noyau par des traitements de laboratoire des plus énergiques, on peut transformer certains éléments en d'autres. Pour notre présente étude, tout ce que nous devons savoir du noyau, c'est qu'il est plus lourd que les électrons, et qu'il porte un surplus d'électricité positive.

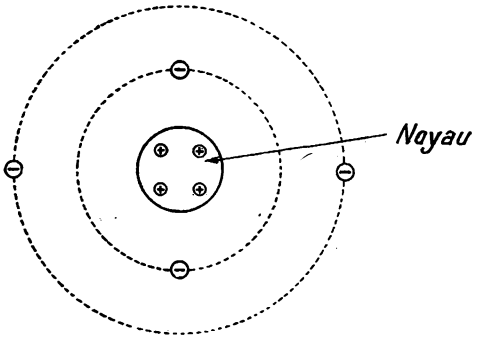


Fig. 2-1. — Représentation schématique d'un atome, montrant le noyau entouré d'un certain nombre d'électrons.

A l'état normal, ou non électrisé, ce surplus de charges positives est équilibré exactement par les charges négatives des électrons planétaires. Mais il existe un moyen simple de décrocher un ou plusieurs électrons de chaque atome: c'est de frotter le corps que l'on veut électriser. Une baguette de verre, par exemple, frottée vigoureusement avec une étoffe de soie, laisse échapper quelques-uns de ses électrons, qui demeurent fixés à la soie. Sur les deux matériaux pris isolément, on ne remarque aucun changement visible. Le verre est demeuré du verre, et la soie de la soie. Mais si on les rapproche l'un de l'autre, on constate qu'ils s'attirent. De plus, la baguette de verre ramasse de petits fragments de papier. Dans une atmosphère sèche, il est même possible de produire des étincelles. Ce curieux phénomène bientôt s'évanouit, et les choses redeviennent normales.

Charges électriques et courants.

La soie, portant un surplus d'électrons, est dite chargée négativement. Le verre présente un déficit d'électrons correspondant; les charges positives de son noyau sont incomplètement neutralisées, et cet état est nommé charge positive.

Il est déplorable que ceux qui ont décidé de ce qu'il convenait de nommer « positif », aient tout ignoré des électrons; sans quoi, ils auraient certainement dit que les électrons étaient positifs, nous délivrant ainsi de confusions regrettables. Ainsi vont les choses; à présent, il est trop tard pour changer, et on doit simplement se rappeler qu'un *surplus* d'électrons est appelé charge *négative*.

Toute distribution inégale d'électrons est l'effet d'une contrainte. Il faut forcer les choses d'une manière ou d'une autre pour créer quelque

part un déficit ou un surplus, et, si alors les électrons en trouvent l'occasion, ils se précipiteront où il faut pour rétablir l'équilibre : des corps chargés négativement vers ceux qui sont chargés positivement. Cette tendance montre d'elle-même qu'il doit exister une attraction entre ces corps. C'est ce que l'on exprime en disant que des *charges* de noms contraires s'attirent.

L'espace compris entre les corps chargés d'électricités opposées, entre lesquels s'exerce cette attraction, est dit soumis à un *champ électrique*. Plus fortes sont les charges, plus le champ est intense, et plus grande est la *force d'attraction*.

Si un certain nombre de personnes sont emmenées de force d'une ville A à une ville B, la pression due au surpeuplement et l'intensité du désir de quitter B dépendent non seulement du nombre de personnes déportées, mais aussi de l'étendue de B, et peut-être aussi du fait qu'il peut exister à proximité une ville C où beaucoup de logements sont disponibles. La pression électrique dépend aussi d'autres choses que de la charge, comptée en électrons déplacés ; il est donc préférable de la traduire par un autre terme, celui de *différence de potentiel*, souvent abrégé sous les lettres d.d.p.

Nous examinerons dans le prochain chapitre quelle relation exacte il y a entre la charge et la d.d.p. Ce que nous devons nous rappeler à présent, c'est qu'en tout lieu où existe entre deux points une différence de potentiel, il existe aussi une tendance des électrons à se déplacer du point qui est au plus bas potentiel (négatif) vers celui qui est au plus haut potentiel (positif), de manière à égaliser la répartition (1). S'ils sont libres de le faire, ils se déplaceront ; et c'est leur déplacement qui est ce qu'on appelle *courant électrique*.

Conducteurs et isolants.

Les électrons ne sont pas toujours libres de se déplacer. Excepté dans des circonstances spéciales (telles qu'une haute température, ce que nous envisagerons à propos des lampes), les atomes ne laissent pas leurs électrons s'envoler de leurs propres ailes, même quand ils en possèdent en surnombre. Les atomes de quelques substances, comme les groupes d'un quadrille, vont quand même jusqu'à tolérer de fréquents échanges, et en fait ces échanges se produisent même sans qu'il y ait état d'électrisation. Les directions qu'empruntent les électrons, pour passer d'un atome à un autre, sont alors complètement erratiques, parce qu'il n'y a aucun facteur susceptible de les guider dans un sens plutôt que dans un autre.

Mais supposons qu'une masse de matière soit tout entière envahie par un champ électrique. Les électrons se sentent attirés du côté positif, et, comme des moutons de Panurge, s'entraînent mutuellement. Ce déplacement constitue un courant électrique, et les substances qui lais-

(1) Notez que + 1 est positif par rapport à — 1, et même à 0, mais négatif par rapport à + 2 ; — 1 et 0 sont positifs par rapport à — 2. Il n'y a rien de contradictoire à parler de deux corps positifs, et, la minute qui suit, à dire qu'ils sont de charges opposées. Ils peuvent être positifs *par rapport à autre chose*.

sent se produire dans leur sein cette sorte de phénomène sont appelées des *conducteurs* de l'électricité. Les métaux sont, dans l'ensemble, bien qu'à des degrés divers, de bons conducteurs, d'où leur emploi généralisé dans la fabrication des fils électriques. Le carbone et quelques liquides sont d'assez bons conducteurs également.

Notons que, malgré le fait que des électrons commencent à pénétrer par l'extrémité négative, et à déboucher à l'extrémité positive d'un conducteur, dès l'instant où une d.d.p. lui est appliquée, ce ne sont pas implicitement *les mêmes* électrons qui en un instant l'ont traversé dans son entier; un courant d'électrons s'établit de manière pratiquement instantanée sur toute la longueur d'un fil qui peut avoir des kilomètres, mais un électron considéré isolément se déplace rarement à une vitesse supérieure à environ 25 millimètres *par minute.*

D'autres substances conservent leurs électrons, ou, si l'on peut dire, ne les lâchent qu'au bout d'un élastique, qui leur permet un petit déplacement, mais jamais assez grand pour que l'atome risque de les perdre de vue. Si une telle substance occupe un espace situé entre deux points de potentiel différent, les électrons, tels des toutous en laisse, tireront un peu pour essayer de répondre à l'attraction positive, mais ne pourront se mettre à courir. Les matériaux de ce genre, appelés *isolants,* sont employés pour empêcher les charges de fuir, ou pour former des barrières canalisant les courants selon les routes désirées. L'air sec, le verre, l'ébonite, le caoutchouc, la soie, les cires et matières plastiques, sont parmi les meilleurs isolants. Aucun d'entre eux n'est absolument parfait néanmoins. Les baguettes de verre électrisées finissent par perdre graduellement leur charge.

Nous verrons qu'il existe une troisième catégorie de substances d'une telle importance que tout le chapitre 10 leur est consacré.

Force électromotrice.

Si les électrons allaient invariablement du — au + comme on l'a dit plus haut, ils neutraliseraient constamment toutes les charges positives de la terre, et ce serait la fin de l'électricité dans toutes ses applications pratiques. Mais, heureusement, il existe certains appareils, tels que les piles, accumulateurs et dynamos, que l'on nomme dans l'ensemble *générateurs,* et qui peuvent forcer les électrons à circuler du + vers le — en dépit de leur inclination naturelle. Par leur entremise, on arrive à constituer en permanence une réserve d'électrons.

Supposons que A et B, dans la figure 2.2, soient deux bornes métalliques isolées, et qu'une certaine quantité d'électrons aient été transférés de A vers B, de sorte que A soit à un potentiel plus élevé que B. Si maintenant nous joignons A à B au moyen d'un fil conducteur, des électrons vont circuler dans celui-ci. Et si rien d'autre ne se produit, le surplus accumulé en B étant bientôt écoulé, la différence de potentiel disparaîtra. Mais ce qui peut arriver, c'est que A et B soient les deux bornes d'une pile. Aussi, dès que des électrons quitteront B, la pile en fournira d'autres au même rythme qu'elle absorbe les électrons arri-

vant en A. De sorte que, pendant que les électrons voyagent de B vers A dans le fil, la pile les maintient en mouvement de A vers B dans son sein. La pile est, évidemment, un corps conducteur. Mais si elle n'était que cela, elle ne constituerait qu'un chemin supplémentaire de B vers A pour aider la charge à se dissiper plus vite encore. Elle jouit, en plus, d'une propriété remarquable, qui est de forcer des électrons à se déplacer à l'encontre d'une d.d.p. Cette propriété est nommée *force électromotrice* (en abrégé f.é.m.).

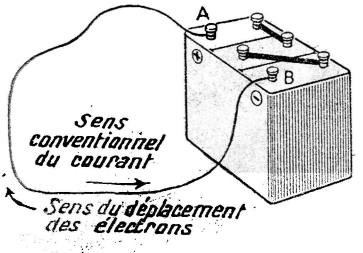


Fig. 2-2. — Un circuit électrique très simple dans lequel la f. é. m. d'une batterie fait circuler un courant continu d'électrons.

La figure 2.2 montre ce qu'on appelle un *circuit fermé*, c'est-à-dire où il existe un chemin ininterrompu pour le passage du courant. Cela est indispensable pour qu'un courant continu circule, car si le circuit était ouvert en quelque endroit, comme par exemple si une extrémité du fil était déconnectée de la borne, la continuation du courant causerait un amas d'électrons de plus en plus considérable au point de rupture, et le potentiel en ce point s'accroîtrait de façon illimitée, ce qui est impossible.

Unités électriques.

Le volume d'un courant électrique pourrait être évalué par le nombre des électrons passant en un point donné du circuit pendant chaque seconde. Mais l'électron est tellement petit qu'une telle unité conduirait à des nombres très grands, et très incommodes à manier. Pour les applications pratiques, une convention base l'unité de courant sur le système métrique. Cette unité est l'*ampère* (du nom du physicien français A.-M. Ampère), et correspond à un courant d'environ 6 240 000 000 000 000 000 (ou $6{,}24 \times 10^{18}$) électrons par seconde.

Comme on pouvait s'y attendre, le nombre d'ampères passant dans un circuit dépend de la force électromotrice qu'on y applique. L'unité de f.é.m. est le *volt* (du nom du physicien italien A. Volta).

Il est évident que l'intensité du courant dépend aussi de la nature du circuit, qui peut être bon ou mauvais conducteur. Ce fait est exprimé en disant que les circuits diffèrent par leur *résistance* électrique. La résistance d'un circuit (ou de n'importe laquelle de ses parties) peut être exprimée par la f.é.m. nécessitée pour y faire circuler un courant d'intensité donnée. Pour la commodité, on s'est arrangé de manière que l'unité de résistance soit numériquement égale au nombre de volts nécessaire pour faire circuler un courant d'un ampère, ce qui évite

l'usage de l'expression plutôt encombrante de « volts par ampère ». Cette unité de résistance est nommée l'*ohm* (du nom du physicien allemand G. S. Ohm).

Par accord international, les symboles suivants ont été adoptés pour ces grandeurs électriques et les unités qui les représentent ; nous allons en faire usage à partir de maintenant.

Grandeur	Symbole de grandeur	Unité	Symbole de l'unité
F.é.m.	E	Volt	V
Courant	I	Ampère	A
Résistance	R	Ohm	Ω

Ω est la lettre grecque *oméga* majuscule.

Ces trois importantes quantités ne sont pas indépendantes, puisque nous avons précisément défini la résistance au moyen de la f.é.m. et du courant. C'est ce qu'exprime la formule :

$$R = \frac{E}{I}$$

La loi d'Ohm.

Une question se pose immédiatement : est-ce que R dépend uniquement du conducteur, ou bien aussi de la tension et du courant ? Ce point a été l'objet de certains des plus importants travaux au début des recherches sur l'électricité. Nous pouvons en refaire l'étude pour notre compte, si nous disposons de l'instrument destiné à la mesure des courants, et qui se nomme un *ampèremètre*. Il nous faut de plus une batterie composée d'un certain nombre d'éléments identiques, et d'une certaine longueur de fil résistant. Un circuit fermé sera réalisé au moyen du fil, de l'ampèremètre, et d'un nombre variable des éléments de la batterie. On notera les indications de l'ampèremètre pour chaque nombre d'éléments. Les résultats obtenus pourront être inscrits sous la forme d'un graphique (fig. 2.3). Si la tension fournie par un élément est connue, le courant pourra être inscrit par rapport à la tension, au lieu de l'être uniquement par rapport au nombre d'éléments.

Quand tous les points seront joints par une ligne, on constatera très probablement que cette ligne est une droite, inclinée à un certain angle, et passant par l'origine (zéro). Si on essaie une résistance différente, la ligne correspondante aura une pente différente. La figure 2.3 montre deux exemples possibles, résultant d'une expérimentation de cette sorte. Dans le cas cité, chaque élément de la batterie donnait 2 volts, et de ce fait, les points ont été tracés pour 2, 4, 6, 8 volts, etc. Les points donnés pour — 2, — 4, etc., ont été obtenus en renversant le sens de la batterie : un courant de — 2 ampères est un courant de + 2 ampères circulant dans le sens opposé.

En examinant la ligne la plus inclinée, nous remarquerons que 2 V de f.é.m. ont produit un courant de 2 A, 4 V un courant de 4 A, et ainsi de suite. Le résultat de la division des volts par les ampères est toujours égal à 1, et ce chiffre, d'après notre définition, est celui de la résistance en ohms. Aussi, il est inutile de spécifier le courant auquel la résistance doit être mesurée, ou de tracer un graphique; il suffit de mesurer la tension produisant un courant déterminé (ou le courant produit par une tension déterminée). Et la *valeur* de la résistance, une fois obtenue, peut servir à trouver l'intensité pour une tension quelconque. Selon le cas, il est plus commode d'écrire la relation $R = E/I$ sous la forme $I = E/R$ ou $E = IR$, selon que l'on désire calculer l'intensité ou la tension. De la sorte, si l'on connaît deux des trois quantités, on peut immédiatement obtenir la troisième.

Les conducteurs dont la résistance ne varie pas avec l'intensité qui les traverse, sont dits *linéaires*, parce que la ligne représentant leur *caractéristique courant/tension*, sur un graphique comme celui de la figure 2.3, est une droite. Bien que la relation $I = E/R$ soit vraie pour n'importe quelle résistance, sa grande utilité réside dans le fait, découvert par Ohm, que les conducteurs *ordinaires* sont linéaires (1). C'est avec cette restriction qu'elle est acceptée sous le nom de *loi d'Ohm*.

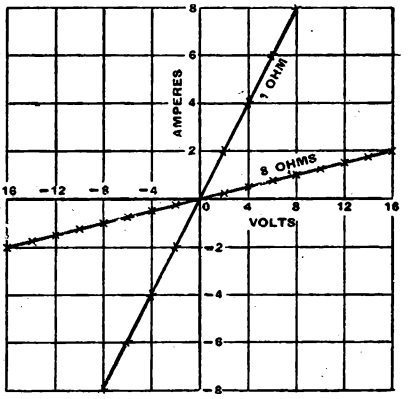


Fig. 2-3. — Graphique donnant les résultats d'une expérience destinée à montrer les relations existant entre le courant en ampères et la f. é. m. en volts, dans deux circuits différents.

Comme exemple d'application de la loi d'Ohm, nous pourrions trouver, en recherchant la valeur d'une résistance inconnue, qu'en la connectant aux bornes d'une pile de 100 V, elle est traversée par un courant de 0,01 A. En appliquant la loi d'Ohm, sous la forme $R = E/I$, nous obtenons comme valeur de résistance $100/0{,}01 = 10\,000\ \Omega$. Nous pourrions aussi connaître la valeur de la résistance, et trouver qu'une vieille pile, nominalement de 120 V, n'est capable d'y faire passer qu'un courant de 0,007 A. Nous en déduirons, attendu que $E = IR$, que la tension de la pile est tombée à $10\,000 \times 0{,}007 = 70$ V. Notons qu'en y faisant circuler un courant, une f.é.m. produit aux bornes d'une résistance une d.d.p. égale. Ce point sera élucidé page 55.

(1) Nous trouverons quelques exceptions, comme les lampes et les redresseurs, à partir du chapitre 9.

Des unités plus grandes et plus petites.

Les unités que nous venons de définir ont leurs multiples et sous-multiples. Il est peu usuel d'écrire, comme nous l'avons fait, « un courant de 0,007 ampère ». On dit « 7 milliampères ». Le milliampère est donc la millième partie de l'ampère. Plusieurs autres préfixes sont d'usage courant, en voici la liste:

Préfixe	Signification	Symbole
milli	un millième de	m
micro	un millionième de	μ
micromicro ou pico	un millionième de μ	μμ ou p
kilo	mille	k
méga	un million	M

μ est la lettre grecque *mu*.

Ces préfixes peuvent être placés devant n'importe quelle unité. On parle couramment de milliampères, de microampères, de mégohms, etc. « Un demi-mégohm » est plus facile à dire que « cinq cent mille ohms », de même que « 1/2 MΩ » est plus vite écrit que « 500 000 Ω ».

On doit se rappeler, néanmoins, que la loi d'Ohm, dans les formes données plus haut, se rapporte à des *volts*, des *ohms* et des *ampères*. Si un courant de 5 mA circule dans une résistance de 15 000 Ω, la tension aux bornes de cette résistance *ne sera pas* de 75 000 volts. Mais, en tenant compte du fait que la plupart des courants que nous allons rencontrer sont de l'ordre du milliampère, il est utile de noter que nous ne sommes pas forcés de les convertir en ampères, si toutefois R est convertie en *milliers* d'ohms (kΩ). Ainsi, dans l'exemple que nous venons de donner, en multipliant 5 (mA), par 15 (kΩ), nous trouvons la réponse correcte, qui est 75 V.

Schémas de circuits.

A ce point de l'exposé, nous ferons bien de commencer à nous initier aux schémas de circuits. Dans un livre comme celui-ci, axé sur les principes généraux bien plus que sur les détails de construction, ce qui importe à propos d'une batterie n'est pas sa forme physique, ni le dessin de la marque, mais sa tension et la manière dont elle est branchée dans un circuit. Ainsi, c'est une perte de temps que de tracer un dessin comme celui de la figure 2.2. Tout ce dont on a besoin est le symbole de la figure 2.4 *a*, qui représente un élément. L'élément

d'accumulateur au plomb donne 2 V, celui d'une pile sèche 1,4 V environ. La barre la plus longue représente le pôle positif.

Pour obtenir des tensions plus élevées, on assemble plusieurs éléments, comme le montre la figure 2.4 *b*, et, s'il en faut beaucoup, on ne se fatigue pas à les dessiner tous; on peut représenter uniquement ceux des extrémités, et les joindre par un pointillé (fig. 2.4 *c*) en inscrivant la tension totale à côté. Les autres symboles de la figure 2.4 sont: *d*, une *résistance* (pièce ainsi baptisée parce que la résistance électrique est son caractère essentiel); *e*, un interrupteur (dans la position « ouvert », c'est-à-dire circuit coupé); et *f*, un instrument de mesure, dont le type est indiqué au besoin par mA, pour milliampèremètre, V pour voltmètre, etc., et l'échelle indiquée comme on le voit. Une simple ligne représente une *connexion* de résistance négligeable.

Le schéma du circuit destiné aux expériences sur la loi d'Ohm peut, par conséquent, être dessiné comme sur la figure 2.5. La flèche désigne une connexion mobile, utilisée ici pour prendre de un à huit éléments de la batterie.

La figure 2.5 est un exemple simple de circuit *série*. On dit que deux éléments ou pièces sont connectés en série quand, en empruntant le chemin que suit le courant, on les rencontre les uns après les autres. Avec des courants continus, il n'y aucune accumulation locale d'élec-

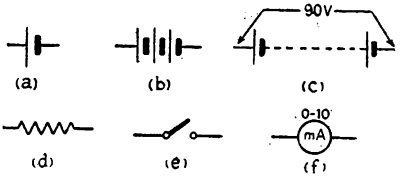


Fig. 2-4. — Une première série de symboles employés dans les schémas de circuits : a) un élément de pile ou d'accumulateur; b) une batterie de 3 éléments; c) une batterie comprenant un grand nombre d'éléments; d) une résistance; e) un interrupteur; f) un milliampèremètre.

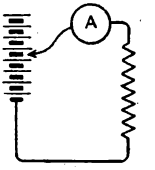


Fig. 2-5. — Schéma du circuit utilisé pour obtenir les données de la figure 2-3.

trons, et par conséquent il est évident qu'on trouve la même intensité à travers n'importe quel élément du circuit. Dans la figure 2.5, par exemple, le courant qui traverse l'ampèremètre est le même que celui qui traverse la résistance et la partie de la batterie qui se trouve « en circuit ».

Il y a connexion en *parallèle* quand le courant se divise pour passer par l'une et l'autre branche. Par exemple, les résistances de la figure 2.8 *a*. Du fait qu'un point ne peut se trouver en même temps à deux potentiels différents, il est évident que la même d.d.p. se présente entre les extrémités des deux résistances. On dit parfois de deux

éléments en parallèle, tels que des résistances, que l'un « *shunte* » l'autre (shunt = dérivation).

Le même mode de connexion peut être considéré comme série ou comme parallèle selon les circonstances. Dans la figure 2.6, R_1 et R_2 sont en série vis-à-vis de la batterie B_1 et en parallèle vis-à-vis de la batterie B_2.

Quand on examine des schémas d'appareils de radio, et surtout de télévision, on peut souvent voir des réseaux de résistances assez compliqués. Heureusement, la loi d'Ohm peut être appliquée aussi bien

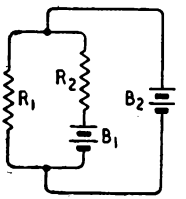


Fig. 2-6. — R_1 est en série avec R_2 en ce qui concerne B_1, mais en parallèle avec R_2 au regard de B_2.

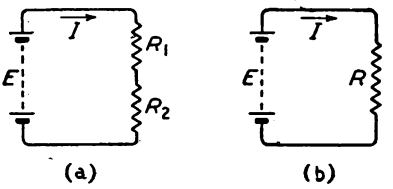


Fig. 2-7. — Résistances en série. Le circuit b est l'équivalent du circuit a, en ce sens que tous deux prélèvent le même courant sur la batterie, si R = R_1 + R_2.

à chaque partie d'un système complexe de résistances et de forces électromotrices, qu'à l'ensemble. Les débutants semblent souvent assez peu enclins à vouloir faire usage de ce fait, effrayés qu'ils sont par l'apparente difficulté du problème. De sorte qu'il nous paraît opportun d'examiner soigneusement la question.

Résistances en série et en parallèle.

Les circuits complexes de résistances peuvent se traiter par stades successifs en recherchant l'élément simple, qui est équivalent (en ce qui concerne la quantité recherchée) à deux ou plusieurs éléments. Considérons d'abord deux résistances en série l'une par rapport à l'autre, et par rapport à une source de f.é.m. « E » (fig. 2.7 *a*). Pour calculer l'ensemble de ce circuit par rapport à la loi d'Ohm, ce qui nous est nécessaire est de trouver la résistance R équivalent à l'ensemble de R_1 et R_2.

Nous savons qu'elles sont traversées par un même courant. Appelons « I » celui-ci. Par l'effet de la loi d'Ohm, la tension aux bornes de R_1 est IR_1, et celle aux bornes de R_2 est IR_2. La tension totale est donc par suite IR_1+IR_2, ou I (R_1+R_2), qui doit égaler la tension E.

Dans le circuit équivalent, E est égal à IR, et, comme pour rendre les circuits véritablement équivalents, les courant doivent être les mêmes

dans les deux cas, pour la même tension de batterie, nous trouvons que $R = R_1 + R_2$.

En généralisant ce résultat, nous pouvons dire: « La résistance totale de plusieurs résistances en série est égale à la somme des résistances individuelles ».

Si nous passons au branchement en parallèle de la figure 2.8 *a*, nous voyons que les résistances ont la même tension aux bornes; dans le cas présent, cette tension est la f.é.m. de la batterie. Chaque résistance laissera passer un courant qui dépend de sa valeur et de ladite f.é.m. : c'est le cas le plus simple de la loi d'Ohm. En appelant les courants respectivement I_1 et I_2, nous aurons donc, par suite de ce qui vient d'être dit, $I_1 = E/R_1$ et $I_2 = E/R_2$. Le courant total est la somme de ces deux courants; il est donc égal à:

$$I = \frac{E}{R_1} + \frac{E}{R_2} = E\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)$$

Dans le circuit équivalent de la figure 2.8 *b*, le courant est E/R, ce qui peut s'écrire également E (1/R). Du fait que pour assurer l'équivalence le courant doit être le même pour la même tension de batterie, nous voyons que:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

En généralisant ce nouveau résultat, nous concluons que: « Si plusieurs résistances sont branchées en parallèle, l'inverse de la résistance totale est égal à la somme des inverses des résistances individuelles. »

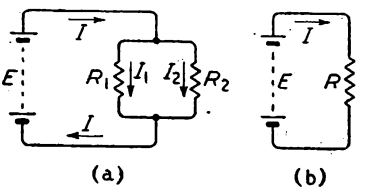


Fig. 2-8. — Résistances en parallèle. Le circuit b est l'équivalent du circuit a, en ce sens que tous deux prélèvent le même courant sur la batterie si $1/R = 1/R_1 + 1/R_2$.

Si les résistances de la figure 2.8 *a* étaient de 100 et 200 ohms, la simple résistance R qui, branchée à leur place, laisserait passer le même courant, serait de: $1/R = 1/100 + 1/200 = 0{,}01 + 0{,}005 = 0{,}015$, soit $R = 1/0{,}015 = 66{,}67\ \Omega$. Cela peut se vérifier en additionnant les courants individuels, circulant à travers 100 et 200 Ω, et en comparant cette somme au courant circulant dans les mêmes conditions à travers 66,67 Ω. Dans les deux cas, on trouve 0,015 A par volt de tension.

Quand on n'a que deux résistances en parallèle, une formule plus simple peut être obtenue en multipliant au numérateur et au dénominateur par $R_1 R_2$, ce qui donne:

$$R = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Combinaisons série-parallèle.

Il est probable que la meilleure manière de montrer comment ces lois, dérivées de la loi d'Ohm, peuvent être appliquées au calcul de circuits plus complexes, est de s'en servir pour débrouiller quelque chose d'assez épineux, comme le réseau de résistances de la figure 2.9. Nous allons ainsi trouver le débit total, la résistance équivalant à l'ensemble du circuit, ainsi que la tension et le courant pour chaque résistance prise individuellement.

La bonne manière est de commencer par regarder s'il y a des résistances qui sont simplement en série ou en parallèle. Les deux seules qui soient dans ce cas sont ici R_2 et R_3. Si nous appelons R_{23} la valeur qui équivaut à R_2 et R_3 combinées, nous savons que R_{23} est égal à $R_2 R_3/(R_2 + R_3) = 200 \times 500/700 = 142{,}8\ \Omega$. Cela nous donne le circuit simplifié de la figure 2.10 *a*. Si R_{23} et R_4 ne faisaient qu'une résistance, celle-ci et R_5 en parallèle seraient justiciables du même procédé. Calculons donc la valeur de R_{23} et R_4 en parallèle, et appelons cette nouvelle valeur R_{234} ; $R_{234} = R_{23} + R_4 = 142{,}8 + 150 = 292{,}8\ \Omega$. Maintenant, nous avons le circuit de la figure 10 *b*. En combinant R_{234} et R_5, nous obtenons $R_{2345} = 292{,}8 \times 1000/1292{,}8 = 226{,}5\ \Omega$. Cela nous amène en vue de la solution finale. La figure 2.10 *c* montre que maintenant la résistance totale du circuit est simplement la somme des deux résistances restantes, c'est-à-dire que R de la figure 2.10 *d* est égale à : $R_{2345} + R_1 = 226{,}5 + 100 = 326{,}5\ \Omega$.

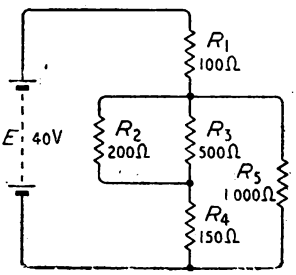


Fig. 2-9. — Dans ce réseau complexe, le courant traversant chaque résistance et la tension existant à ses bornes peuvent se calculer en appliquant les deux règles simples dérivant des figures 2-7 et 2-8.

Du point de vue des courants, l'ensemble de la figure 2.9 équivaut donc à une simple résistance de cette dernière valeur placée aux bornes de la source de 40 V. Le courant pris à la batterie sera donc de $40/326{,}5 = 0{,}1225$ A, ou 122,5 mA.

Pour trouver le courant passant à travers chaque résistance, il suffit maintenant d'appliquer la loi d'Ohm à quelques-uns des résultats que nous venons d'obtenir. Puisque R_1 laisse passer la totalité des 122,5 mA, la différence de potentiel à ses bornes sera égale à $100 \times 0{,}1225 = 12{,}25$ V. R_{2345} est également traversée par la totalité du courant (fig. 2.10 *c*) ; la d.d.p. à ses bornes sera donc également donnée par le produit IR, soit dans ce cas $226{,}5 \times 0{,}1225 = 27{,}75$ V.

Cette même tension existe aussi, comme on peut le voir par la comparaison des schémas, sur le système complexe $R_2R_3R_4R_5$ de la figure 2.9. Aux bornes de R_5 apparaît la totalité de cette tension. Le courant traversant cette résistance sera donc de 27,75/1000 A = 27,75 mA.

La même d.d.p. aux bornes de R_{234} de la figure 2.10 *b*, ou aux bornes du système $R_2R_3R_4$ de la figure 2.9 donnera un courant de 27,75/292,8 = 94,75 mA à travers cette branche. Ce courant passe aussi à travers R_4 (fig. 2.10 *a*), qui aura à ses bornes une tension de

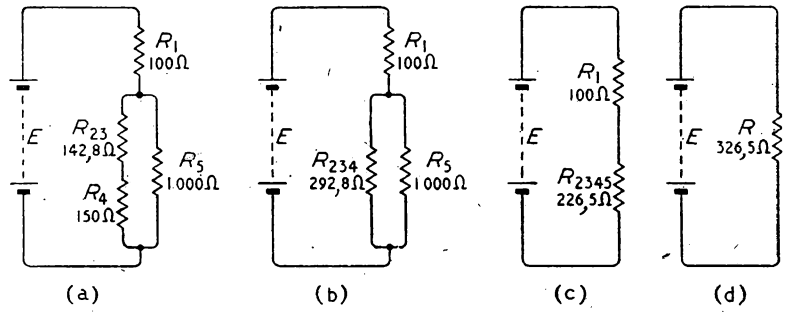


Fig. 2-10. — Etapes successives de la simplification de la figure 2-9. R_{23} est la résistance simple remplaçant R_2 et R_3, etc. R est l'équivalent du réseau complet.

150 × 0,094 75 = 14,21 V. De même, la d.d.p. aux bornes de R_{23} dans la figure 2.10 *a*, ou aux bornes de R_2 et R_3 dans la figure 2.9 sera égale à 0,094 75 × 142,8 = 13,54 V, d'où nous déduisons que les courants traversant R_2 et R_3 seront respectivement de 13,54/200 et 13,54/500 A, soit 67,70 et 27,08 mA, ce qui, compte tenu de l'erreur de calcul, forme le total requis de 94,75 mA pour cette branche.

Cela termine l'analyse du circuit. Nous pouvons maintenant réunir les résultats dispersés sous la forme du tableau ci-dessous :

Résistance (ohms)	Courant y circulant (milliampères)	D.d.p. à ses bornes (volts)
R_1 100	122,5	12,25
R_2 200	67,68	13,54
R_3 500	27,07	13,54
R_4 150	94,75	14,21
R_5 1000	27,75	27,75
R 326,5	122,5	40

Il convient de noter qu'en branchant aux bornes d'une source des résistances convenables, n'importe quelle tension intermédiaire peut être

obtenue. Par exemple, si on considère les deux extrémités de la batterie de la figure 2.9 comme 0 et + 40 V (on pourrait aussi bien les regarder comme — 40 et 0, ou comme — 10 et + 30, par rapport à n'importe quel niveau choisi), le potentiel au point de jonction de R_3 et R_4 est à 14,21 V. Une telle disposition est pour cette raison nommée *diviseur de tension.* Si un curseur mobile est disposé le long de la résistance branchée en parallèle sur la source, on peut obtenir une tension variable de manière continue; la résistance à curseur prévue pour cette fonction se nomme un *potentiomètre;* mais il est bon d'ajouter que cette appellation est souvent employée à tort : toute résistance munie d'un curseur *n'est pas* un potentiomètre.

Analyse de la notion de résistance.

Jusqu'ici, nous avons admis la possibilité d'existence d'à peu près n'importe quelle valeur de résistance sans nous inquiéter de manière bien sérieuse de ce qui détermine la résistance électrique. Mais nous comprenons facilement que des matériaux différents puissent varier

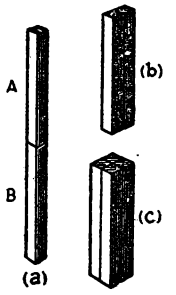


Fig. 2-11. — La règle des résistances en série prouve que si on double la longueur d'un conducteur uniforme, on double aussi la résistance (a). Par suite de la règle des résistances en parallèle, doubler la section divise la résistance par deux (b) ; et doubler le diamètre la divise par quatre (c).

considérablement quant à l'opposition qu'ils présentent au passage du courant, et nous pouvons deviner que, quelle que soit la matière employée pour constituer un conducteur, une courte longueur offrira moins de résistance qu'une grande, et une grosse pièce qu'une mince. Nous l'avons déjà démontré d'une certaine manière: par la règle des résistances en série, nous voyons que la résistance d'un fil de calibre uniforme doit être exactement proportionnelle à sa longueur, puisque doubler la longueur équivaut à ajouter une résistance égale en série, et ainsi de suite (fig. 2.11 *a*). De manière similaire, mettre deux conducteurs égaux en parallèle, ce qui diminue la résistance de moitié, équivaut à doubler la grosseur du fil; par conséquent la résistance va à l'inverse de la grosseur du fil, ou, en langage plus technique, de la *section* (fig. 2.11 *b*). Modifier la *forme* de cette section ne change rien, pourvu que la surface ou aire de cette section reste la même, tout au moins quand il s'agit de courants continus. La figure 2.11 *c* montre par contre que doubler le *diamètre* d'un conducteur divise la résistance par 4.

Pour comparer la résistance de divers matériaux, il est nécessaire de les amener tous aux mêmes dimensions déterminées de longueur et

de section, dimensions qui, dans le système appelé m.k.s. (mètre, kilogramme, seconde) sont égales à un mètre de long pour un mètre carré de section. La résistance comparative, pour n'importe quel matériau, est nommée sa *résistivité* (symbole ρ, prononcer *ro*). Dans les anciens manuels, ρ est donné en ohms par centimètre cube. Le nombre en unités métriques est cent fois plus petit.)

Connaissant cette résistivité, que donnent les tables des manuels, on peut calculer la résistance de n'importe quelle pièce ou fil de section uniforme, en multipliant ρ par la longueur en mètres et en le divisant par la section en mètres carrés, ce qui s'écrit :

$$R = \frac{\rho l}{S}$$

Il est rarement nécessaire d'effectuer un tel calcul, car il existe des tables donnant la résistance par mètre de nombreuses sections de fils, tant pour le cuivre, qui est le métal le plus employé pour les connexions où la résistance doit être aussi faible que possible, que pour les alliages spéciaux destinés à la fabrication de résistances relativement élevées.

La résistance varie dans une certaine mesure avec la température; de sorte que les tables indiquent aussi la température à laquelle leurs données sont applicables, et également dans quelle proportion la résistance s'élève ou s'abaisse avec la température.

Conductance.

Il est parfois plus commode d'exprimer la *facilité* qu'éprouve un courant de circuler, plutôt que la difficulté, en d'autres termes la *conductance* plutôt que la résistance. Le symbole de la conductance est « G », et elle est égale au nombre d'ampères qu'un volt fait circuler dans un conducteur donné. Pour traduire la chose par une formule, on peut dire que $I = EG$ équivaut à $I = E/R$, et que $G = 1/R$. Comme la conductance est en quelque sorte « la résistance à l'envers », on a appelé son unité le *mho*. Aucun symbole ne lui étant officiellement affecté, on a suggéré $\mho$ (*oméga* renversé).

Il n'est pas difficile de comprendre que, parallèlement à l'équation donnée plus haut pour calculer la résistance, on aura pour la conductance une formule très similaire :

$$G = \frac{\sigma S}{l}$$

dans laquelle σ (prononcer *sigma*) qui est la *conductivité* en mhos par mètre, prend la place de la résistivité.

L'avantage de la notion de conductance apparaît principalement dans le cas de circuits parallèles, où la formule devient :

$$G = G_1 + G_2 + G_3 + \text{... etc.}$$

ce qui évite d'avoir à calculer les inverses.

Lois de Kirchhoff.

Nous avons déjà considéré comme certain qu'un point ne peut être qu'à un seul potentiel. (Si cela ne vous paraît pas évident, tâchez de vous imaginer un point présentant une différence de potentiel vis-à-vis de lui-même ; les électrons circuleront donc de lui-même à lui-même — parcours de distance nulle, et par conséquent inexistant.) Une conséquence de ce fait est que si vous partez d'un point quelconque d'un circuit fermé et le parcourez circulairement, additionnant toutes les tensions en chemin, compte tenu du + et du —, le total est voué à être zéro. Si cela n'est pas juste, c'est qu'une erreur a été commise quelque part.

C'est l'histoire du garçon d'ascenseur qui s'amuse à faire la statistique de ses montées et descentes. Si, parti un matin du rez-de-chaussée, et après avoir tout le jour compté ses ascensions comme + et ses descentes comme —, son total lui montre le soir qu'il se trouve encore au quarante-deuxième étage alors qu'il sait pertinemment être revenu au rez-de-chaussée, c'est qu'il s'est trompé. Et il réfléchit, et aussitôt il découvre la cause de l'erreur : le quarante-deuxième étage, c'est là qu'il a mené cette blonde qui était assurément la sœur jumelle de Marylin Monroe ; il en était resté au septième ciel — pardon, au quarante-deuxième étage — oubliant de noter sa descente.

Ce principe simple, appliqué à l'électricité, est celui de la première loi de Kirchhoff, et il apporte une aide considérable à la résolution des problèmes concernant des systèmes complexes de résistances, quand la méthode décrite plus haut échoue parce que l'on ne trouve pas de paires que l'on puisse simplifier. On écrit une équation pour chaque circuit fermé, additionnant les tensions et amenant le total à zéro, ensuite de quoi on résout les équations simultanées qui résultent de cette décomposition.

L'étude détaillée du processus peut être remise à un stade plus avancé de cet ouvrage. Mais nous pouvons montrer dès maintenant que la loi en question constitue une preuve applicable à n'importe quel calcul de circuit. Essayons de l'appliquer aux divers circuits fermés de la figure 2.9, tel celui formé par E, R_1 et R_5. Si nous parcourons ce circuit selon le sens des aiguilles d'une montre, nous « montons » d'abord à travers la pile, devenant plus positifs de 40 V. Ensuite, nous « descendons » à travers R_1, et retournons à un potentiel plus négatif, inscrivant — 12,25 V. Puis, à travers R_5 (— 27,75 V), nous revenons au point de départ. Vérifions : $+ 40 - 12{,}25 - 27{,}75 = 0$. Et ainsi de suite pour chaque circuit fermé. Un autre parcours par R_3, R_5 et R_4 nous donne : $13{,}54 - 27{,}75 + 14{,}21 = 0$.

L'autre loi de Kirchhoff, tout aussi évidente, dit que si l'on compte comme positifs tous les courants arrivant en un point donné d'un circuit, et comme négatifs tous ceux qui le quittent, le total est encore une fois zéro. Cette loi peut servir de moyen supplémentaire de preuve, ou comme une alternative de la méthode précédente pour la résolution des problèmes de circuits.

D. d. p. et f. é. m.

Le fait que la f.é.m. et la d.d.p. soient toutes deux mesurées en volts peut au premier abord créer quelque confusion. La f.é.m. est une cause, et la d.d.p. un effet. Une f.é.m. ne peut provenir que de quelque chose d'actif, comme une batterie ou tout autre générateur. Elle a le pouvoir de causer une d.d.p. Mais une d.d.p. peut exister aux bornes d'un élément passif, comme une résistance, voire dans un espace vide. La d.d.p. aux bornes d'une résistance (ou simplement la *chute de tension*, comme on l'appelle fréquemment) est, nous le savons, égale à la valeur

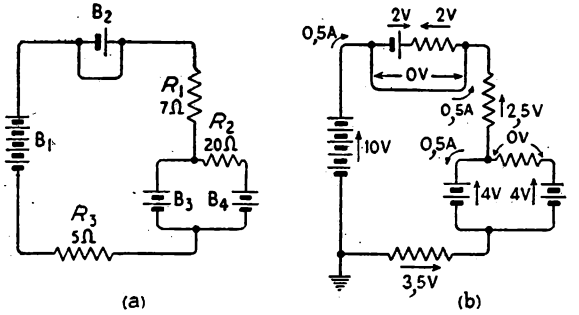


Fig. 2-12. — a) Circuit imaginaire destiné à illustrer la signification de f. é. m. et d. d. p. Les tensions et courants sont marqués en b); les flèches indiquent le sens d'accroissement du potentiel.

de cette résistance multipliée par celle du courant qui la traverse; et le côté positif est celui par où le courant entre (si l'on tient compte du sens conventionnel), ou encore par où les électrons sortent. Tandis que le côté positif d'un générateur de f.é.m. est celui par où le courant *sortira* quand les bornes seront réunies par un conducteur *passif*. Cela provient du fait qu'une f.é.m. possède le pouvoir exclusif de faire circuler un courant à l'encontre d'une d.d.p.

Notons que la borne positive d'une source de f.é.m. n'est pas forcément toujours celle par où le courant *sort réellement*, car il peut exister dans le circuit une autre f.é.m. plus grande *en opposition*.

Il est indispensable de bien assimiler toutes ces notions de f.é.m., d.d.p. et courants, sans la bonne compréhension desquelles on se heurterait par la suite à des difficultés insurmontables. Aussi, à titre d'exercice, considérons le circuit imaginaire de la figure 2.12 *a*, dans lequel nous supposerons que chaque élément de batterie ait une f.é.m. de 2 volts.

Les cinq éléments de B_1 sont branchés en série, et tendent à faire circuler un courant dans le sens des aiguilles d'une montre. Donc, la f.é.m. de B_1 dans ce sens est de $5 \times 2 = 10$ V, et nous pouvons la représenter comme en 2.12 *b*.

B_2 paraît en flagrante contradiction avec la loi de Kirchhoff; en effet, nous avons une f.é.m. de 2 V entre deux points réunis par un conducteur de résistance négligeable : la batterie est dite en *court-circuit*. Une réponse partielle à cette impossibilité apparente est que nulle source réelle n'est entièrement dépourvue de résistance, mais, comme bien souvent cette résistance est négligeable vis-à-vis de celle des autres éléments du circuit, on n'en tient pas compte. Dans certains cas, néanmoins, comme précisément celui du court-circuit, c'est là un facteur d'importance capitale; car cette résistance, appelée *résistance interne* du générateur, est en vérité le seul facteur limitatif de l'intensité dans le circuit. Pour représenter une source de f.é.m. de manière complète, il faut inclure entre ses bornes non seulement le symbole de la f.é.m., mais aussi celui de la résistance interne. Quand une source de f.é.m. est en circuit ouvert (c'est-à-dire quand elle ne débite aucun courant), il n'y a aucune chute de tension dans la résistance interne, de sorte que la tension aux bornes est égale à la f.é.m. Quand la batterie débite, la tension aux bornes baisse à proportion de ce débit, selon la formule $E = IR$, où cette fois R est la résistance interne. Et si elle est court-circuitée, la chute dans la résistance interne est égale à la f.é.m., comme le montre la figure 2.12 *b*.

L'autre moitié de la réponse est que quand une source a une très faible résistance interne, ce qui est fréquemment le cas, par exemple quand on a affaire à une grosse batterie d'accumulateurs ou à une dynamo, un courant d'intensité si énorme circule dans le fil réunissant les bornes, que ce fil, même s'il présente une résistance négligeable dans les circuits normaux, ne peut parvenir à réduire la tension à zéro. Et alors c'est ou bien le fil, ou bien la source qui est détruit par l'excès d'intensité — et parfois les deux. Le fil est souvent porté à sa température de fusion, et même de volatilisation.

Dans notre exemple, nous supposerons que toute la résistance est interne, de sorte que l'effet de B_2 est nul.

Si nous considérons isolément comme un circuit série la boucle qui comprend B_3, B_4 et R_2, nous y voyons deux f.é.m. de 4 V chacune, branchées en opposition, de sorte qu'aucun courant *dû à leur présence* ne doit traverser R_2. En ce qui concerne le circuit général, B_3 et B_4 sont en parallèle, et fournissent par conséquent une f.é.m. de — 4 V, puisqu'elle est en opposition avec la f.é.m. de B_1, considérée comme positive. C'est ce qui est indiqué par l'inscription « 4 V » et la flèche dans le sens contraire au courant engendré par B_1.

De ce qui a été dit plus haut, nous pouvons déduire que placer en parallèle sur un générateur un second générateur semblable n'accroît pas la f.é.m. mise en circuit, mais réduit la résistance de celui-ci. C'est la raison pour laquelle on emploie parfois le procédé. Dans notre exemple, la résistance de 20 Ω en série avec B_4 est probablement beaucoup plus grande que la résistance interne de cette batterie, de sorte que tout le courant passera pratiquement à travers B_3 et que l'effet de B_4 sera négligeable.

Nous aurons alors (en faisant abstraction de B_2) $10 - 4 = 6$ V net de f.é.m. *réelle* en circuit, et, en négligeant les résistances internes de

B_1 et B_3, une résistance totale de $7 + 5 = 12\ \Omega$. Le courant sera de la sorte égal à $6/12 = 0{,}5$ A comme indiqué, et la chute de tension à travers R_1 et R_3 de $0{,}5 \times 7 = 3{,}5$ V et $0{,}5 \times 5 = 2{,}5$ V respectivement.

Pour aider à établir une distinction nette entre f.é.m. et d.d.p., il est d'usage de réserver le symbole E à la f.é.m. et de se servir de V pour désigner une d.d.p.

Notons que la d.d.p. existant entre deux points est quelque chose de bien défini, mais que le potentiel auquel se trouve un point est, de même que la hauteur d'une montagne, quelque chose de relatif, qui dépend de ce que l'on adopte comme niveau de référence. Les hauteurs sont d'ordinaire mesurées par rapport au niveau de la mer, à moins qu'il ne soit évident qu'on a fait usage d'un autre « zéro » ; pour la hauteur d'une maison, ce sera évidemment le niveau de la rue ou du sol environnant. De même, pour les potentiels électriques, c'est celui de la terre qui est d'habitude considéré comme le zéro général, quand aucun autre zéro ne doit être implicitement considéré. De manière à lui assurer un potentiel bien défini, l'appareillage est fréquemment relié à la terre, ce que montre le symbole que l'on a figuré à la borne négative de B_1 dans la figure 2.12 *b*.

Effets de l'électricité.

Il est temps maintenant de considérer ce que l'électricité est capable d'accomplir. Une des manifestations les plus familières du courant électrique est l'effet calorifique. En traversant un fil conducteur, il s'y comporte comme s'il exerçait à l'intérieur de celui-ci un frottement. Mais, alors qu'il porte au rouge la résistance d'un radiateur et au blanc éblouissant le filament d'une ampoule d'éclairage, le courant semble ne pas exercer d'effet appréciable sur le cordon de raccordement et les autres parties du circuit — dans une installation correcte tout au moins. En raisonnant comme nous l'avons fait à propos de la figure 2.11, nous voyons que la quantité de chaleur développée dans un conducteur est proportionnelle au produit du courant qui le traverse et de la f.é.m. appliquée à ses extrémités, selon la formule EI. Or, comme E et I sont tous deux en relation avec la résistance du conducteur, nous pouvons dans cette formule substituer IR à E, ou E/R à I, ce qui donne (au choix) I^2R ou E^2/R comme mesures de l'effet calorifique.

Ainsi, pour un courant donné, l'échauffement est en proportion de la résistance. Les lampes et radiateurs sont conçus de manière que leur résistance soit de beaucoup supérieure à celle des fils qui les relient au générateur. La formule I^2R montre que l'échauffement croît beaucoup plus vite que le courant. Cette propriété est avantageusement utilisée dans les *fusibles*, courts morceaux de fil qui fondent ou plus familièrement « sautent », et coupent le courant, quand, par suite d'un court-circuit survenu quelque part, il dépasse dangereusement l'intensité normale.

Un autre effet du courant électrique est qu'il produit dans l'espace qui l'entoure un *champ magnétique*. Cet effet est particulièrement mar-

qué quand le fil conducteur est enroulé autour d'un morceau de fer. Comme nous le verrons par la suite, la portée de ce phénomène dépasse de beaucoup la simple faculté de pouvoir facilement confectionner des aimants par ce moyen.

Enfin, un effet qui ne nous retiendra guère est la production, par le passage d'un courant, de modifications chimiques, spécialement quand ce passage s'effectue à travers des solutions aqueuses. Un exemple très connu de cet effet est la charge des accumulateurs. Le mot « charge » est, il faut le dire, très mal choisi pour désigner cette opération, attendu qu'elle ne crée aucun déficit ni amas d'électrons.

Ces effets sont tous réversibles, c'est-à-dire qu'ils peuvent se transformer en causes, l'effet étant alors une f.é.m. La production de courant électrique par le chauffage du point de soudure de deux métaux différents est un phénomène d'importance minime. Le magnétisme, par contre, est à la base de la production d'énergie électrique par le moyen de machines (dynamos, alternateurs) ; et enfin, sur une moindre échelle, les modifications chimiques sont utilisées principalement dans les batteries d'accumulateurs.

Instruments de mesures électriques.

Les trois effets dont nous venons de parler peuvent être utilisés pour mesurer l'intensité des courants. Mais, bien que des ampèremètres à fil chaud (ou *thermiques*) soient parfois employés dans les postes émetteurs, les instruments de mesures électriques sont en grande majorité basés sur les effets magnétiques du courant. Il en existe de deux sortes principales: les instruments à fer mobile, dans lesquels la bobine que traverse le courant est fixe, et attire proportionnellement à l'intensité une petite pièce de fer attachée à l'aiguille ; et les instruments à bobine ou *cadre* mobile, généralement préférés aux premiers, et dans lesquels une bobine montée sur pivots est déviée par le champ d'un aimant permanent fixe.

En dehors de ces effets du courant, il y a l'effet de potentiel, c'est-à-dire l'attraction qui existe entre deux corps portés à des potentiels différents. La force d'attraction est rarement suffisante pour qu'on la remarque dans les conditions ordinaires. Mais si la d.d.p. n'est pas trop petite, on peut la mesurer au moyen d'un instrument sensible. Dans le *voltmètre électrostatique*, un groupe de petites lames métalliques mobiles est maintenu, au moyen d'un ressort très léger, hors d'un groupe de lames fixes entre lesquelles il peut pénétrer sans les toucher. Quand une tension est appliquée entre les deux groupes, l'attraction fait dévier les lames mobiles selon un angle qui dépend de la tension. Ce type d'instrument, qui est un vrai voltmètre en raison du fait qu'il ne prélève aucun courant sur la source à mesurer, et tient directement compte du potentiel, convient à la mesure de tensions qui ne sont pas inférieures à un millier de volts ; mais il ne peut être employé pour les mesures ordinaires.

Du fait que V ou $E = IR$, une tension peut se mesurer indirec-

tement par le courant circulant à travers une résistance de valeur connue. Mais il ne faut pas que la dérivation supplémentaire ainsi créée prélève une intensité trop importante sur la source à mesurer, car ce surcroît de débit pourrait causer une chute de tension importante, faussant complètement la mesure et induisant en erreur l'opérateur. C'est pourquoi on s'arrange de manière que R ait une valeur aussi élevée que possible, ce qui fait que l'instrument qu'on emploie est un milliampèremètre, et même si possible un microampèremètre.

Un voltmètre destiné à mesurer des tensions jusqu'au volt pourrait être réalisé au moyen d'un milliampèremètre ayant sa déviation totale

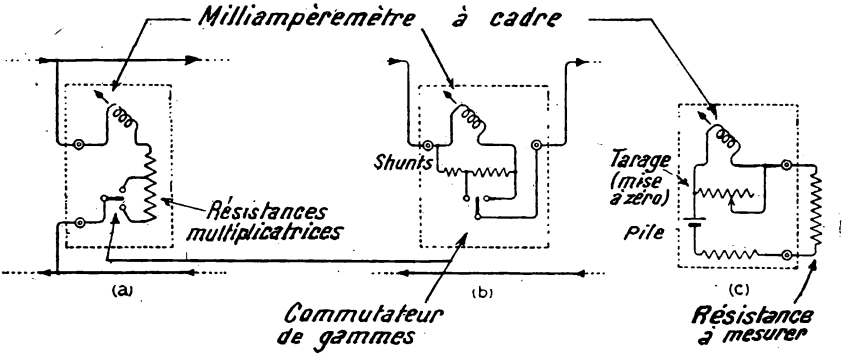


Fig. 2-13. — Comment un simple instrument à cadre mobile peut servir à mesurer : a) la tension; b) l'intensité; c) la résistance.

pour 1 mA ; il faudrait lui ajouter une résistance extérieure R qui, jointe à la résistance r de son cadre mobile, amène la résistance totale à une valeur $E/I = R + r = 1000\ \Omega$. On pourrait ensuite l'adapter, de façon à mesurer 10 V, en ajoutant une nouvelle résistance *multiplicatrice* de 9000 Ω, de manière à porter la valeur totale à 10 000 Ω. En règle générale, on multiplie chaque fois l'échelle par 10, ce qui n'est d'ailleurs pas obligatoire, mais rend la lecture des cadrans plus facile. Une telle adaptation, susceptible de recevoir d'autres extensions, est montrée sur la figure 2.13 *a*.

Le même milliampèremètre peut toujours, évidemment, être employé à la mesure des intensités jusqu'à 1 mA, en le branchant en série dans le circuit. Pour cela, il faudra court-circuiter les résistances additionnelles, qui introduiraient une résistance indésirable, ou les éliminer par un moyen quelconque. Notons qu'il ne faut jamais, sous peine de risquer de le détruire, brancher directement sur un générateur de tension un appareil destiné à la mesure des intensités, car sa faible résistance risquerait de laisser passer une intensité de beaucoup supérieure à celle pour laquelle il a été construit.

Des intensités plus élevées pourront être mesurées en dérivant, au moyen d'une résistance nommée *shunt*, placée en parallèle sur l'instru-

ment, la plus grande partie du courant, moins une fraction connue. Si par exemple la résistance d'un milliampèremètre de 0 à 1 mA est de 75 Ω, pour multiplier cette lecture par 10, on placera à ses bornes un shunt ayant une résistance de 75/9 = 8,33 Ω, qui laissera passer un courant neuf fois plus important que celui qui traverse le milliampèremètre (fig. 2.13 *b*).

Ainsi, un simple milliampèremètre à cadre peut être adapté à la mesure de nombreuses valeurs de tension et d'intensité, au moyen de shunts et de résistances multiplicatrices destinés à réduire à la fraction que l'on désire le courant traversant l'instrument.

En outre, l'opération peut se renverser, en ce sens que si on incorpore à l'instrument une pile susceptible de provoquer sa déviation totale, on pourra l'employer à mesurer des résistances de valeurs inconnues. En effet, quand une résistance est placée aux bornes de l'instrument ainsi équipé, en série ou en shunt dans le circuit selon que sa valeur est grande ou petite, la mesure dans laquelle la lecture est réduite dépend de la valeur de cette résistance. Il est donc possible de graduer l'instrument en ohms, et nous obtenons alors un *ohmmètre* (fig. 2.13 *c*).

Puissance électrique.

Quand des mots du langage courant, en recevant des significations précises et restreintes, ont été choisis à des fins scientifiques, ils sont plus susceptibles d'être mal interprétés que les mots spécialement créés pour l'usage scientifique, comme par exemple le mot « électron ».

Puissance est un mot de la première catégorie. Il est communément employé dans le sens de force. En langage technique, il n'a qu'une signification : rythme d'exécution d'un travail. *Travail* est aussi, dans ce cas, un terme technique ; il s'applique à des activités purement mécaniques, telles que l'élévation de poids, le déplacement d'objets à l'encontre d'une pression, d'un frottement — voire d'une différence de potentiel. Si, en dépensant de la force musculaire, vous élevez un poids de 5 kg à un mètre en opposition à la pesanteur (attraction terrestre ou gravité), vous fournissez 5 kilogrammètres de travail. Si cela vous demande une seconde, votre rythme de travail — votre puissance — est de 5 kilogrammètres/seconde, soit un quinzième de cheval-vapeur. De manière correspondante, si la force électromotrice d'une batterie a augmenté de 3 V le potentiel de 10 électrons (c'est-à-dire les a déplacés en opposition à une d.d.p. de 3 V), elle a accompli 30 électrons-volts de travail. Et si cela s'est accompli en une seconde, la puissance développée a été de 30 électrons-volts par seconde.

L'électron par seconde, nous l'avons vu, est une unité de courant extrêmement petite, et on a l'habitude de faire usage d'une unité 6×10^{18} fois plus grande : l'ampère. L'unité choisie pour représenter la puissance électrique pourrait donc s'appeler le volt-ampère. Mais en fait, pour la concision (et pour une autre raison qui apparaîtra dans le chapitre 6), elle a reçu le nom de *watt* (du nom de l'ingénieur écossais James Watt).

Maintenant ajoutons les données suivantes au tableau de la page 44.

Grandeur	Symbole de grandeur	Unité	Symbole de l'unité
Puissance électrique	P	Watt	W

Pour exprimer la puissance, nous avons l'équation $P = E I$. Ainsi, quand votre pile torche de 3 V allume une ampoule de 0,2 A, elle délivre une puissance de $3 \times 0{,}2 = 0{,}6$ W. Dans ce cas, la f.é.m. de la pile est employée à forcer un courant de circuler à travers la résistance du filament, et la chaleur qui en résulte est sensible. Nous avons déjà noté que le taux de production de chaleur dans une résistance est proportionnel à EI, soit au produit de la f.é.m. appliquée et du courant qu'elle fait circuler. Et maintenant, nous savons que c'est là une mesure de la puissance dépensée.

Comme nous l'avons remarqué page 57, la formule $P = EI$ peut se transformer en $P = I^2R$ ou $P = E^2/R$. De sorte que si deux quelconques des quatre quantités E, I, R ou P sont connues, on peut calculer les deux autres. Par exemple, si une résistance de 1000 Ω doit être utilisée dans un circuit où une tension de 50 V lui sera constamment appliquée, la puissance dissipée sous forme de chaleur sera de $50^2/1000 = 2{,}5$ W. En choisissant une telle résistance, il ne faut pas considérer seulement la valeur ohmique correcte, mais aussi il faut faire en sorte que la résistance soit assez largement dimensionnée pour évacuer la chaleur produite par la puissance dissipée (ici, 2,5 W) sans atteindre une température telle qu'elle risque de se détériorer et d'endommager les parties avoisinantes de l'appareillage.

Il est souvent utile de savoir si telle partie d'un circuit agit comme *générateur* de puissance, ou comme récepteur (ou *charge*) ; le critère est de regarder dans quel sens y circule le courant. S'il circule dans le sens où le potentiel croît, il y a production de puissance. Si c'est dans le sens où il décroît, alors la puissance est absorbée et non engendrée. Dans la figure 2.12, le courant traverse B_1 du — au +, et par conséquent B_1 est un générateur, comme on le suppose de la part d'une batterie. Et pourtant, à travers B_3, il circule du + au —, de sorte que, si dans un autre circuit, elle pourrait constituer un générateur, dans celui-ci, par contre, elle joue le rôle de charge, dans laquelle de la puissance est débitée (peut-être pour la charger). Dans *n'importe* quelle résistance, néanmoins, le courant ne peut jamais circuler que du + vers le —, car une résistance est essentiellement un élément dissipateur de puissance.

Une vue plus large de la notion de résistance.

On verra plus loin dans ce livre qu'il existe d'autres moyens que l'échauffement des conducteurs pour dissiper de la puissance électrique.

Cela nous mène à une vue sensiblement plus étendue de la notion de résistance. Au lieu de la définir comme E/R, résultat d'une expérience telle que celle de la figure 2.3, on la définira par P/I^2 (forme dérivée de $P = I^2R$), P étant la dépense de puissance dans la partie du circuit considérée, et I le courant qui y passe. L'ennui est que P est généralement difficile à mesurer. Mais cette définition est utile en ce sens qu'elle englobe toutes les sortes de « résistances » rencontrées en radio.

Quelque définition qu'on en donne, un des caractères de la puissance dissipée dans une résistance est que cette puissance quitte le circuit pour de bon. Excepté par quelque méthode indirecte, il n'est pas possible d'en récupérer la moindre fraction sous la forme de puissance électrique. Mais il existe des moyens par lesquels de la puissance électrique peut être employée à créer une réserve d'énergie qui pourra être de nouveau mise en circuit comme puissance électrique.

Energie, ici, est encore un terme technique, signifiant la quantité de travail qu'une telle réserve est capable d'accomplir. Elle peut être comptée au moyen des mêmes unités que le travail, et, ainsi, la puissance peut être définie d'une autre manière, comme le taux de dépense d'énergie. Pour revenir à notre analogie mécanique, 5 kilogrammètres d'énergie dépensés en une poussée de 5 kg déplaçant une caisse d'un mètre sur le sol sont entièrement dissipés en chaleur produite par le frottement (1). Mais 5 kilogrammètres d'énergie utilisés à élever un poids de 5 kg à un mètre constituent une réserve d'énergie, appelée énergie potentielle. Si, en effet, on laisse le poids redescendre, il restituera les 5 kilogrammètres d'énergie, qu'on pourrait utiliser, par exemple, à faire fonctionner l'horloge de grand-père durant une semaine. Une autre manière d'emmagasiner de l'énergie serait de pousser sur des rails un lourd wagon monté sur roulements à billes. Dans ce cas, une très petite partie de la poussée serait nécessaire pour surmonter la faible résistance due au frottement; la plus grande partie aurait l'effet de donner au wagon un élan qui le ferait bouger bien après la fin de la poussée. Or, un lourd véhicule en mouvement est capable de restituer du travail mécanique, car la force employée à le mettre en mouvement a emmagasiné en lui de l'énergie : cette sorte d'énergie est nommée *énergie cinétique*.

Dans le prochain chapitre, nous commencerons à montrer comment l'énergie électrique peut être emmagasinée et libérée de deux manières, correspondant à l'énergie potentielle et à l'énergie cinétique, et comment cela rend possible l'accord d'un récepteur sur les différents émetteurs de radio.

---

(1) Il a été prouvé expérimentalement que si une puissance d'un cheval vapeur (ch) était entièrement dépensée à surmonter la résistance du frottement, la quantité de chaleur développée était la même que celle obtenue par la dissipation de 746 W dans une résistance électrique. En rapportant les deux énergies à un même produit (la chaleur), il a été possible de fixer l'équivalence, à savoir que 746 W (0,746 kW) = 1 ch.

CHAPITRE III

CAPACITÉ

Courants de charge.

Bien que la plus grande partie du précédent chapitre ait été consacrée à des forces électromotrices constantes débitant du courant dans des résistances, vous pouvez vous rappeler que tout avait commencé par la formation d'une charge électrique. Nous avions comparé cette charge à la déportation de citoyens d'une ville A vers une ville B. Le transfert d'une certaine quantité d'électrons d'un endroit à un autre, et leur abandon en ce nouveau lieu créent entre les deux lieux une situation tendue, qui ne s'apaise que quand une égale quantité d'électrons a été autorisée à s'en retourner. La valeur totale de cette tension est la d.d.p. mesurée en volts. Le lieu surpeuplé d'électrons est, en dépit de la logique, dit « chargé négativement ». La méthode de charge par friction que nous avons décrite est inacceptable pour la plupart des applications, et a été remplacée par d'autres procédés. Si, par exemple, une f.é.m. de 100 V est employée à cette fin, les électrons circuleront jusqu'à ce que la d.d.p. soit montée à 100 V ; ensuite de quoi leur déplacement cessera, parce que les forces de charge et de décharge seront égales.

C'est, arrivés à ce point, que nous avons fourni aux deux corps, chargés positivement et négativement, un chemin conducteur permettant aux électrons de s'en retourner aussi vite que la f.é.m. voulait bien les mener, de sorte qu'un courant continu s'était bien sagement établi. Cet état de choses pourrait être représenté par la figure 3.1.

A ce stade, notre attention s'est fixée sur ledit courant continu et le circuit à travers lequel il s'écoulait. Le surplus d'électrons du côté négatif — et leur déficit du côté positif — paraissaient n'avoir rien à faire dans l'histoire, de sorte qu'on les oublia dans leur coin. Aussi longtemps que f.é.m. et courant sont constants, les charges peuvent être négligées.

Mais ce n'est plus vrai pendant que la charge s'effectue. A ce moment-là, il doit y avoir plus d'électrons arrivant en B que quittant B, et vice-versa pendant la décharge. Si certaines parties d'un circuit exi-

gent, pour se charger à un potentiel égal à la f.é.m. appliquée, un nombre relativement important d'électrons, il est évident que les lois simples régissant des circuits, telles que celles que nous avons étudiées jusqu'ici, font place à des lois plus complexes, quand la f.é.m. cesse d'être de valeur constante.

Pour commencer, il semble bien que le courant ne soit plus égal dans toutes les parties d'un circuit série. Au moment où la f.é.m. est appliquée, un courant de charge commence brusquement à circuler, bousculant tout ce qu'il peut y avoir au même instant dans les conducteurs. Si la f.é.m. est augmentée à n'importe quel moment, un courant de charge supplémentaire s'écoulera pour amener la d.d.p. au niveau correspondant. Une diminution de la f.é.m. causera un courant de décharge. Nous savons que téléphonie et radio impliquent l'emploi de tensions variant sans cesse; il est dès lors important de savoir quels effets peuvent produire les courants de charge et de décharge.

Ce qu'est la capacité.

La première chose est de voir ce qui détermine le nombre d'électrons requis pour réaliser la charge d'une partie quelconque d'un circuit. Le nombre de gens qu'on peut déporter d'une ville dans une autre dépend probablement: *a*) de la pression exercée sur eux par la force; *b*) des dimensions de la ville; et *c*) de son éloignement.

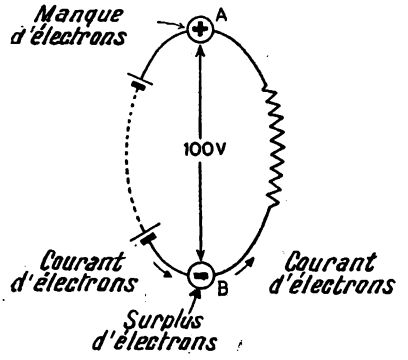


Fig. 3-1. — Pour qu'une d. d. p. puisse être établie entre deux parties d'un circuit (A et B par exemple), celui-ci doit être chargé; quand la d. d. p. est rapidement modifiée le courant de charge doit être plus important.

Le nombre des électrons transférés en tant que charge dépend certainement de la pression électrique (la f.é.m.) appliquée. Comme on peut s'y attendre, il y est même proportionnel. Si la batterie de la figure 3.1 fournissait 200 V au lieu de 100, le nombre des électrons forcés de se rendre en B serait exactement doublé. La quantité d'électrons requise pour charger n'importe quelle partie d'un circuit à une tension de 1 V est nommée sa *capacité*.

Nous avons déjà constaté qu'une unité de courant électrique basée sur l'électron par seconde serait ridiculement petite, et que le nombre cadrant avec le système métrique est supérieur à 6×10^{18} électrons par seconde (= 1 A). Aussi est-il naturel d'adopter le même nombre

pour unité de charge électrique, ou *quantité* d'électricité (symbole: Q). Le nombre représentant cette quantité est donc celui des électrons passant en un point donné quand un courant d'un ampère y circule; et le nom qui lui est donné est celui de *coulomb* (du nom du physicien français Coulomb). De sorte que la capacité unité est celle qui absorbe une quantité d'électricité de 1 coulomb pour se charger à une tension de 1 volt. Elle est nommée *farad* (symbole : F) en l'honneur du phy-

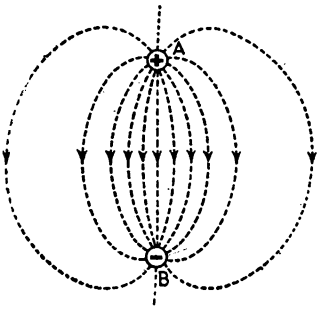


Fig. 3-2. — Les pointillés indiquent la direction et l'intensité relative du champ électrique entre les deux bornes A et B portant des charges opposées.

sicien anglais Michel Faraday. Les relations liant la charge électrique, la tension et la capacité sont exprimées par la formule :

$$Q = VC$$

formule que l'on peut comparer à celle donnant les relations qui lient le courant, la tension et la conductance (page 53). Le symbole V est ici employé à la place de E parce que, fondamentalement, c'est la différence de potentiel qui est en jeu, et non la force électromotrice de charge. En effet, si on supprimait fils conducteurs et batterie dans la figure 3.1, laissant uniquement A et B bien isolés, leur charge et la d.d.p. demeureraient.

Du fait que la capacité est égale à la charge requise pour créer une différence de potentiel déterminée *entre* deux éléments d'un circuit (ou d'autres objets), il convient de parler de la capacité existant *entre* ces objets, ou d'un objet à l'autre. Et, pour la raison que la capacité existant par exemple entre A et B, dans la figure 3.1, est en parallèle avec la résistance, elle ne constitue pas *réellement* une exception à la règle qui dit que le courant est le même dans toutes les parties d'un circuit série.

Analyse de la capacité.

Nous avons vu que, pendant qu'un corps est en train de recevoir une charge, le courant qui y entre est plus grand que celui qui en sort. Donc, si la loi de Kirchhoff est vraie en toutes circonstances, l'objet ou le corps en question doit être plus qu'un point : il doit avoir une certaine étendue. Nous pouvions nous attendre à ce que la capacité dépende d'une manière ou d'une autre de la taille des objets; il faudrait surtout savoir de quelle manière elle en dépend.

En analysant la résistance (p. 52), nous avons vu que sa valeur est déterminée par les dimensions du conducteur et par la matière dont il est fait. La capacité se comporte d'une manière analogue, bien qu'inversée (p. 53) ; mais, en outre, elle est en rapport avec l'espace existant entre les conducteurs. Elle résulte de la force d'attraction qui s'exerce dans cet espace ou, en d'autres termes, de ce qu'on nomme le champ électrique.

Supposons que A et B de la figure 3.2 soient nos deux bornes porteuses de charges opposées. Les directions selon lesquelles la force s'exerce sont indiquées en traits pointillés, qui représentent ce qu'on appelle les *lignes de force* du champ électrique. Ces lignes montrent quels chemins suivraient les électrons s'ils étaient libres de se déplacer sous l'effet de la force qui les attire vers le pôle positif. (Notons une fois de plus que, pour être d'accord avec le sens conventionnel de circulation du courant, les flèches sont dessinées dans la direction opposée à ce déplacement).

S'il s'agissait de représenter un champ plus intense, on pourrait tracer des lignes plus rapprochées. Chacune d'elles peut être imaginée comme partant d'une unité de charge positive et aboutissant à une unité de charge négative. Il est sous-entendu que la valeur de l'*unité* choisie est une question de commodité, dépendant principalement des dimensions du dessin, ce qui veut dire qu'il ne faudrait pas imaginer celui-ci comme étant une représentation exacte de la réalité : les lignes tracées ne visent pas à donner une image exacte du champ, mais tout bonnement à indiquer son orientation. Car, en réalité, l'attraction s'exerce dans tout l'espace compris entre les conducteurs, et pas seulement selon les lignes.

Le fait que l'espace séparant deux objets écartés n'est pas confiné à la voie étroite d'un fil conducteur, rend la capacité qui existe entre ces deux objets plus difficile à calculer que la résistance du fil. Mais si nous nous plaçons dans le cas particulier où les deux objets en question sont deux plaques planes, parallèles et assez proches l'une de l'autre, comme celles qui sont représentées en coupe par la figure 3.3 *a*, à part une portion pratiquement négligeable située le long de leurs bords, le champ électrique se réduit à l'espace directement situé entre elles, espace de forme parallélipipédique où le champ est uniformément distribué.

Supposons, par exemple, que nos plaques soient chargées sous une d.d.p. de 100 V ; comme le champ est uniforme, le potentiel change lui aussi selon une loi uniforme, quand on se déplace d'une plaque vers l'autre. Si nous adoptons comme zéro le potentiel de la plaque inférieure, à mi-distance entre les plaques, le potentiel est par conséquent de + 50 V. Si une troisième plaque était insérée en cet endroit, nous aurions deux capacités en série, chacune chargée sous une d.d.p. de 50 V. Et, pourvu que l'épaisseur de la troisième plaque soit négligeable, sa présence ne changerait rien à la valeur de la charge requise pour maintenir 100 V de d.d.p. entre les deux plaques externes. Chacune des deux capacités en série aurait par suite la même charge, mais sous une tension de moitié inférieure. Pour élever leur d.d.p. indivi-

duelle à 100 V, la charge devrait être doublée (fig. 3.3 *b*). En d'autres termes (et en se rappelant que C = Q/V), réduire l'espacement de moitié équivaut à doubler la capacité. D'une manière générale, C est inversement proportionnelle à la distance entre les plaques (que nous désignerons par *t*).

Imaginons maintenant une autre paire de plaques, exactement pareilles à celles de la figure 3.3 *a*. Evidemment, elles demanderont la

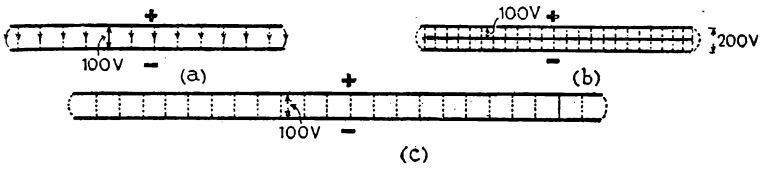


Fig. 3-3. — L'examen du champ électrique entre deux plaques rapprochées conduit à découvrir les relations entre les dimensions et la capacité.

même quantité d'électricité pour se charger sous 100 V. Si les deux paires sont assemblées comme dans la figure 3.3. *c*, elles formeront un élément de surface double et qui demandera une charge double pour acquérir une d.d.p. égale ; en d'autres termes, elles auront une capacité double. Par conséquent, C est directement proportionnelle à la surface (ou aire) des plaques (que nous pouvons désigner par A).

Ainsi, la capacité existant entre deux plaques séparées par une tranche d'espace rectangulaire, dans laquelle le champ électrique est uniforme, dépend du volume de cette tranche d'espace de la même manière que la conductance d'un morceau de métal dépend de son volume : c'est ce qu'on peut exprimer par la formule

$$C = \frac{\varepsilon A}{t}$$

Ici, ε (*epsilonn*) est la « constante » dite *constante diélectrique* absolue, correspondant à la conductivité, et dont on a besoin pour lier le système d'unités choisi avec les faits fournis par l'expérience. Anciennement, on employait pour la représenter le symbole *k*. Si, comme dans le système m.k.s., C est exprimée en farads, *t* en mètres et A en mètres carrés, et que l'espace compris entre les plaques est vide, ε est égal à $8{,}854 \times 10^{-12}$. Cette valeur particulière est appelée « *constante d'espace* » et reçoit comme symbole ε_0.

Si l'espace est empli d'air, on observe peu de différence. Mais si on y place un solide tel que du verre, du papier, une matière plastique ou de l'huile, la capacité est accrue. On se rappellera que les isolants ont cette propriété que leurs électrons ne peuvent circuler en quantité importante, mais qu'ils « tirent sur leur laisse » sous l'influence du champ électrique. Quand le champ est établi, par l'application de la f.é.m., ce léger déplacement des électrons, tous dans la même direction, est équivalent à un courant momentané, comme le courant de charge.

De manière similaire, leur retour à la position normale dans les atomes est équivalent à un courant de décharge. Les courants totaux

de charge et décharge sont, par conséquent, plus importants que quand l'espace est inoccupé. La valeur dont la capacité est multipliée de cette manière, en remplissant l'espace compris entre les lames au moyen d'un tel matériau, est nommée la *constante diélectrique* relative de ce matériau (symbole ε_r), ou encore son *pouvoir inducteur spécifique*. Les matériaux isolants utilisés à cette fin reçoivent le nom de *diélectriques*. Pour la plupart des solides et des liquides, elle se tient entre 2 et 10, mais pour certaines substances, elle peut s'élever à plusieurs milliers.

L'élément particulier ainsi réalisé, et caractérisé par la capacité électrique, s'appelle un *condensateur*. D'ordinaire, il est formé de deux ou plusieurs plaques ou *armatures*, si rapprochées que, comme dans la figure 3.3, le champ est pratiquement tout entier localisé entre elles.

La capacité d'un condensateur dépend donc de trois facteurs : la surface et l'épaisseur de l'espace compris entre les armatures, et la constante diélectrique du matériau isolant qui s'y trouve. Pour la commodité, la constante spécifiée est la valeur relative ε_r, et comme ε est égale à ε_r fois ε_0, la formule est adaptée en multipliant au numérateur par la valeur de ε_0 :

$$C = \frac{8{,}854 \times 10^{-12}\ \varepsilon_r A}{t}$$

Cette manière de procéder est si courante qu'on omet souvent le petit *r*, ε étant considéré comme toujours affecté de sa valeur relative.

Supposons par exemple que le diélectrique ait une constante de 5, et 1 mm d'épaisseur; la surface d'armatures nécessaire pour obtenir une capacité de 1 F serait de l'ordre de 14 kilomètres carrés. En pratique, le farad est une unité beaucoup trop grande, et on prend habituellement comme une unité son millionième, le microfarad (µF), et même le micro-microfarad, ou picofarad (µµF ou pF). La formule utilisée ci-dessous doit en conséquence être adaptée à ces unités plus commodes, et prend la forme

$$C = \frac{\varepsilon A}{11{,}3\ t}$$

le résultat étant donné en µµF, et les dimensions en centimètres.

Condensateurs.

Le symbole qu'on emploie dans les schémas pour représenter les condensateurs est celui que montre la figure 3.4 *a*. Les condensateurs sont utilisés dans un grand nombre de circuits radioélectriques, avec toutes sortes de valeurs de capacité qui dépendent des circonstances. Ils se présentent sous une grande variété de formes, et leur constitution varie autant que leur valeur ou leur aspect. Les uns sont faits d'une simple lamelle d'un matériau isolant comme le mica, placée entre deux feuillets métalliques. Souvent on trouve un nombre plus ou moins important de feuilles constituant les armatures, et évidemment un nombre correspondant de feuilles isolantes. Il va de soi que la capacité est multipliée par le nombre des éléments ainsi mis en parallèle.

Un type de condensateur très répandu est constitué de deux longues feuilles d'étain séparées par une feuille de papier imprégnée de cire, le tout étant enroulé de manière à constituer un petit cylindre compact. Au-dessus d'un ou deux microfarads de capacité, il est généralement plus économique de faire usage d'armatures d'aluminium plongées dans une solution chimique, qui provoque la formation sur l'une des armatures d'une pellicule très mince de matière isolante (alumine), la solu-

Fig. 3-4. — Représentation conventionnelle des symboles : a) condensateur fixe; b) condensateur électrolytique ; c) condensateur variable ; d) condensateur ajustable.

tion (ou électrolyte) et l'autre armature étant confondues en tant que conducteurs, et constituant généralement l'armature négative. La solution est le plus souvent immobilisée, sous la forme d'une pâte gélatineuse dont on imprègne une feuille de matière textile ou de papier poreux. Ces condensateurs *électrolytiques* doivent toujours être connectés de manière à respecter la polarité, c'est-à-dire que l'armature marquée + reste bien positive par rapport à l'autre. Même quand ils sont correctement branchés, ces condensateurs présentent constamment un léger courant de fuite qui en restreint l'emploi. Leur représentation symbolique est indiquée sur la figure 3.4 *b*, où l'on voit l'armature positive dessinée sous la forme du trait le plus épais. Le signe + peut de la sorte être omis, comme c'est le plus souvent le cas. L'armature positive est en général l'armature intérieure, et au lieu d'être marquée d'un signe + elle est parfois repérée au moyen d'un point rouge.

L'air est rarement employé comme diélectrique pour les condensateurs fixes, mais il est d'emploi universel dans les *condensateurs variables*. Ceux-ci, que représente le symbole de la figure 3.4 *c*, sont faits de deux groupes de lames métalliques rigides pouvant pénétrer les unes entre les autres de manière progressive, augmentant de la sorte la surface efficace jusqu'à un maximum qui dépasse rarement 500 pF. Sur le dessin de la figure 3.4 *c*, une petite flèche, souvent omise elle aussi, indique les lames mobiles, généralement réunies au bâti et mises au potentiel de la masse.

Enfin, il existe des condensateurs dits *ajustables*, c'est-à-dire dont la capacité ne peut varier que dans certaines limites, et qu'on emploie dans les circuits où la valeur de la capacité est très critique. Ils sont de constitutions très diverses, et on les représente symboliquement comme sur la figure 3.4 *d*.

A part la capacité, quelque chose d'important à connaître à propos des condensateurs est leur tension de service maximum. Si l'intensité du champ électrique dans la matière isolante dépasse une certaine valeur

limite, les « laisses » élastiques retenant les électrons viennent à se rompre sous la tension, et les électrons ainsi libérés se précipitent sans frein vers l'armature positive, exactement comme si le diélectrique était subitement devenu conducteur. Il est en fait perforé localement, par suite de la tension excessive qu'on lui a appliquée (en termes familiers, on dit qu'il est « claqué »). Pour une épaisseur donnée, le mica résiste remarquablement aux tensions élevées; on dit qu'il a une grande *rigidité diélectrique*. L'air est moins bon, mais il offre l'avantage que l'étincelle qui le traverse sous l'effet d'une tension trop élevée ne provoque évidemment pas de dégât permanent.

La plus haute tension qui peut être appliquée sans risque à un condensateur variable est loin de causer une attraction suffisante entre ses armatures pour qu'elles tournent d'elles-mêmes jusqu'à la position de capacité maximum. Mais le voltmètre électrostatique dont il a été question plus haut (p. 58) peut être considéré comme un très petit condensateur variable dont l'armature mobile est si délicatement suspendue qu'elle peut tourner sous l'effet de la force d'attraction, de manière à indiquer la tension.

Bien que nous nous soyons attachés, jusqu'ici, à considérer la capacité d'un condensateur comme entièrement concentrée entre ses armatures, nous ne devons pas oublier — que cela nous soit agréable ou non — le fait que tout élément d'un circuit présente une capacité vis-à-vis des éléments avoisinants. Et quand les forces électromotrices mises en jeu varient très rapidement (c'est-à-dire quand elles sont de fréquences élevées), les *capacités parasites* en question peuvent devenir très gênantes.

Charge et décharge d'un condensateur.

Il est instructif de considérer plus en détail le mécanisme de la charge. Sur la figure 3.5, le condensateur peut se charger quand on

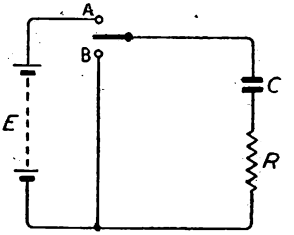


Fig. 3-5. — Circuit utilisé pour obtenir les courbes de charge et de décharge de la figure 3-6.

tourne le commutateur vers A, et se décharger quand on le tourne vers B. En A, il est branché aux bornes de la batterie; R pourrait représenter la résistance des fils de connexion, et des armatures du condensateur, mais sa valeur est si petite qu'il nous sera plus commode de discuter de l'affaire comme si nous y avions ajouté une résistance telle qu'elle porte la valeur totale à (par exemple) 200 Ω.

Supposons que la capacité du condensateur soit de C = 5 μF, et la f.é.m. de la batterie de 100 V.

Au moment précis où le commutateur touche A, le condensateur n'a encore reçu aucune charge, de sorte qu'il n'existe aucune tension à ses bornes. Les 100 V de f.é.m. seront donc employés en totalité à débiter du courant à travers R, et par conséquent, selon la loi d'Ohm, ce courant sera de 0,5 A (extrême gauche du graphique de la figure 3.6 *a*).

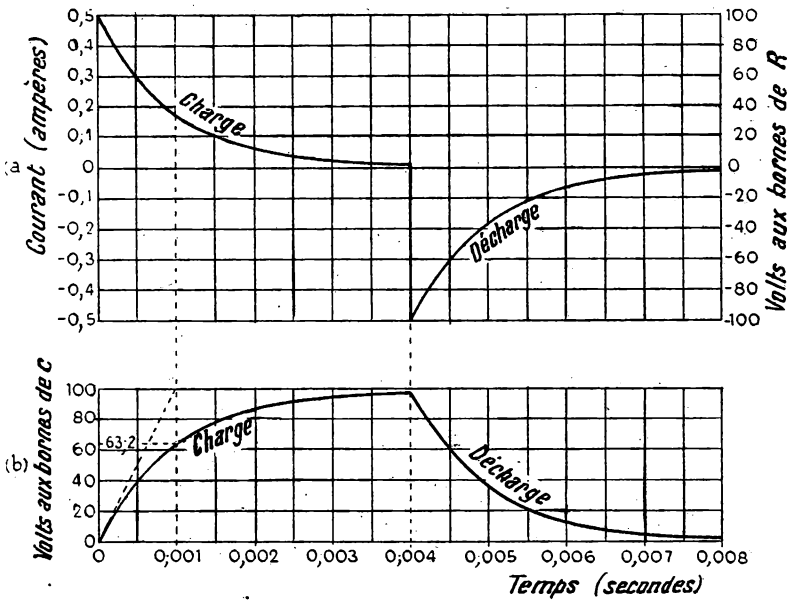


Fig. 3-6. — Ces courbes montrent le courant et la tension dans le circuit de la figure 3-5 pendant la charge et la décharge.

Prenant comme zéro le pôle négatif de la batterie, nous trouvons qu'à ce moment, le pôle positif, le commutateur, l'armature supérieure du condensateur, et aussi (puisqu'il n'y a aucune différence de potentiel à ses bornes) l'armature inférieure, sont tous au même potentiel de + 100 V. Le côté inférieur de la résistance est à zéro, et par conséquent, ainsi que nous le savons déjà, une chute de tension de 100 V se produit à ses bornes. Notons qu'*à l'instant même* où le commutateur lance le courant, l'armature inférieure du condensateur, aussi bien que la supérieure, bondit de zéro à + 100. L'emploi d'un condensateur, pour transmettre sans conduction directe un changement de tension quasi instantané d'un point à un autre, est des plus fréquents.

Nous avons déjà vu que le nombre de coulombs requis pour charger une capacité de C farads à V volts est égal à VC, c'est-à-dire, dans le cas présent, $100 \times 5 \times 10^{-6} = 0{,}000\,5$. Comme un coulomb est un ampère-seconde, le taux de charge actuel, de 0,5 A, *s'il était maintenu*, chargerait complètement le condensateur en 0,001 seconde. La tension monterait selon la ligne oblique en pointillé de la figure 3.6 *b*. C'est ce qui tend à se produire au début. Mais comme le nombre des volts disponibles pour faire circuler du courant à travers R va en diminuant,

le courant diminue lui aussi, et la charge s'effectue plus lentement. Quand le condensateur est chargé à 50 V, il n'y a plus que 50 V aux bornes de la résistance, et le courant de charge n'est plus que de 0,25 A. Quand C est chargé à 80 V, il reste 20 V pour R, et le courant est donc de 0,1 A. Et ainsi de suite, comme le montrent les courbes de la figure 3.6.

Les courbes de ce type sont connues sous le nom d'*exponentielles*, et sont caractéristiques de nombreux phénomènes de croissance et de décroissance. Notons que le courant suit une courbe descendante (traduisant ainsi la loi selon laquelle il décroît), et qui est en chacun de ses points proportionnelle audit courant. On peut démontrer mathématiquement que, pendant le temps pris par le condensateur pour se charger complètement, si le taux de charge initial était maintenu, il n'atteindrait en réalité que 63,2 % de sa charge totale. Au moyen des principes que nous connaissons déjà, nous avons calculé que ce temps, dans le présent exemple, est de 0,001 seconde. Si nous essayons de l'exprimer en symboles au lieu de le faire en nombres, de telle sorte que la formule puisse s'appliquer à tous les cas de charge de condensateurs, nous trouverons que ce temps est de CR secondes, quelle que soit la tension E. Le produit CR, égal au temps consacré à atteindre les 63,2 % de la charge totale, est évidemment une caractéristique du circuit, qui reçoit le nom de *constante de temps*.

Théoriquement, le condensateur n'est jamais complètement chargé, puisque charge implique différence entre f.é.m. appliquée et d.d.p. aux bornes, afin qu'un courant circule à travers R. Si l'échelle indiquant la valeur du courant est multipliée par 200 (valeur de R), la courbe du haut indique la variation de la tension aux bornes de R. Notons que les tensions aux bornes de C et R, à tous les moments jusqu'à 0,004 s, totalisent 100, en parfait accord avec la loi de Kirchhoff.

En pratique, on pourra considérer qu'au bout d'un temps très court, le condensateur est complètement chargé. Ayant accordé à l'accomplissement du phénomène un temps de 0,004 s, nous pouvons renverser le commutateur vers B. Maintenant que la tension appliquée est égale à zéro, les tensions aux bornes de C et R doivent totaliser zéro. Or, nous savons que la tension aux bornes de C atteint pratiquement 100, de sorte que celle aux bornes de R doit être — 100, et le courant — 0,5 A; c'est-à-dire qu'il circule dans la direction opposée, déchargeant le condensateur. Et ainsi nous obtenons, à partir de 0,004 s, les courbes de la figure 3.6.

Où va la puissance.

La hauteur de la courbe de charge au-dessus du zéro, dans la figure 3.6 *a*, représente le courant débité par la batterie. Multiplié par la f.é.m. (100 V), il représente la puissance. Au premier instant où le courant est lancé, la batterie fournit une puissance de $0{,}5 \times 100 = 50$ W, mais, à la fin du temps de 0,004 s, cette puissance est tombée à presque rien. Au début, les 50 W vont entièrement à la résistance, et toute

l'énergie est par conséquent dissipée sous forme de chaleur. Mais l'effort de la f.é.m. aussitôt se partage, une partie étant employée à débiter du courant dans la résistance, l'autre à charger le condensateur.

Il est clair qu'une certaine quantité d'énergie s'en va dans la capacité (p. 61). Mais que devient-elle? Elle est simplement mise en réserve sous forme de champ électrique, phénomène similaire à l'accumulation d'énergie mécanique dans un ressort qu'une force comprime. Pendant la charge, la moitié de l'énergie débitée par la batterie est perdue dans la résistance, et l'autre moitié accumulée dans le condensateur.

Quand nous étudions la décharge, nous constatons que la tension aux bornes de R et le courant qui y circule suivent exactement la même courbe que durant la charge, mais tous deux sont exactement inversés. Multiplier deux négatifs l'un par l'autre donne un positif, donc l'énergie dissipée dans R pendant la décharge est égale à celle qui y avait été dissipée pendant la charge. La tension aux bornes du condensateur pendant la décharge, ainsi que le courant, sont les mêmes que ceux qu'on trouve dans la résistance, ce qui fait que la quantité d'énergie est égale. En fait, c'est *la même énergie*, car ce qui va dans la résistance est sorti du condensateur. En appliquant le critère donné page 61, nous pouvons vérifier que le condensateur est devenu une source d'énergie : le courant qui entre par la borne positive de la résistance vient de la borne positive du condensateur.

Résumons. Pendant la période de charge, la moitié de l'énergie fournie par la batterie est accumulée sous forme de champ électrique dans le condensateur, et l'autre moitié dissipée en chaleur dans la résistance. Pendant la décharge, la moitié qui avait été mise en réserve est libérée, aux dépens du champ, qui disparaît, et finalement elle est dissipée à son tour dans la résistance.

Il serait peut-être bon à présent de répéter cet avertissement : ce phénomène n'a rien de commun avec la « charge » et la « décharge » d'une batterie d'accumulateurs, qui est chose entièrement différente, et s'accompagne seulement de minimes différences de tension. L'énergie fournie à la batterie n'est pas accumulée sous forme de charge électrique, mais provoque dans ses plaques une transformation chimique réversible.

Un point à se rappeler est que la d.d.p. élevée qui se produit aux bornes de R aux instants où on renverse le commutateur n'est que de très courte durée. Une notion de cette durée peut être obtenue en multipliant C par R (exprimés en farads et en ohms respectivement) ce qui donne une réponse en secondes.

Ces changements très brefs sont appelés *transitoires*.

CHAPITRE IV

INDUCTANCE

Aimants et électro-aimants.

Quand on pose une feuille de papier sur un barreau aimanté, et qu'on la saupoudre de limaille de fer, on voit cette limaille se disposer selon des lignes qui ressemblent plus ou moins au dessin de la figure 4.1 *a*. Ces lignes, constituant ce qu'on appelle un *spectre magnétique*, montrent les directions selon lesquelles s'exerce l'attraction de l'aimant. (Comparer avec les lignes de force de la figure 3.2.) Dans l'ensemble, elles sont ce qu'on pourrait appeler une « carte » du *champ magnétique*, qui est, en quelque sorte, la « sphère d'influence » de l'aimant. Ce champ est le plus concentré autour des deux régions qui sont les extrémités ou *pôles* de l'aimant. On peut imaginer les lignes de force se prolongeant à travers l'aimant lui-même, en émergeant à l'extrémité marquée N, et y pénétrant de nouveau à l'extrémité S. Ce sens, indiqué par les flèches, est (comme celui du courant électrique) purement conventionnel; et les lignes elles-mêmes ne sont que la représentation imaginaire de quelque chose qui occupe en réalité tout l'espace entourant l'aimant.

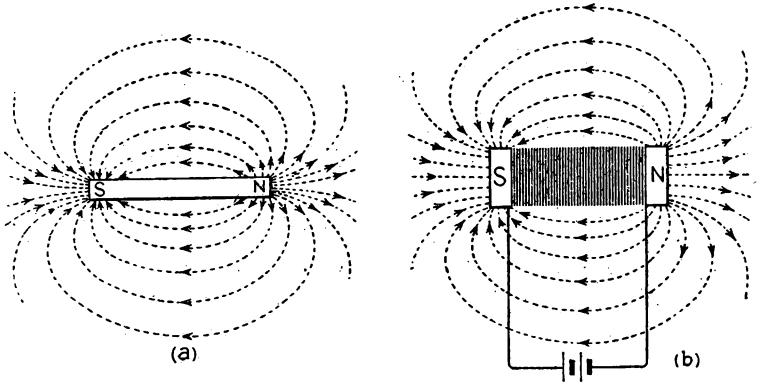


Fig. 4-1. — Les lignes en pointillés indiquent la direction de la distribution du champ magnétique autour : a) d'un barreau aimanté; b) d'un bobinage traversé par du courant.

Le même résultat peut être obtenu avec un morceau de fer tout à fait ordinaire et nullement aimanté, en faisant passer un courant électrique dans un fil enroulé autour de lui, dispositif que l'on nomme un *électro-aimant*. Il n'est même pas nécessaire que le *noyau* de fer (comme on le nomme) soit présent : la bobine seule, quand un courant y passe, est, elle aussi, entourée d'un champ magnétique ayant la même forme générale que celui de l'aimant rectiligne, ce que l'on peut voir en comparant les figures 4.1 *a* et *b*. Sans noyau de fer, néanmoins, le champ est considérablement plus faible. Enfin, si le fil est déroulé, chaque portion est encore entourée d'un champ magnétique circulaire. Bien que celui-ci soit encore beaucoup moins concentré que celui de la bobine, on peut le rendre apparent au moyen de la limaille de fer, comme sur la figure 4.2, à condition que le courant soit suffisamment intense.

Les résultats de ces expériences, et de certaines autres, qu'on peut effectuer dans le même domaine, peuvent s'exprimer en disant que tout conducteur électrique est entouré d'un champ qui produit un *flux magnétique* (symbole : Φ, prononcer *phi*). Ce flux et le circuit sont entrelacés comme deux maillons consécutifs d'une chaîne. En enroulant le fil conducteur sous forme de bobine compacte, les champs individuels des spires sont tous réunis dans le même espace, ce qui produit un flux magnétique concentré (fig. 4.1 *b*). Enfin, certains métaux, notamment le fer et ses alliages, dits métaux *ferromagnétiques*, exercent sur le flux un effet multiplicatif ; cette propriété est nommée la *perméabilité* relative du matériau, et on la désigne au moyen du symbole μ. La plupart des autres substances, telles que le bois, l'air, l'eau, le cuivre, etc., ont pratiquement toutes la même perméabilité, voisine de l'unité, ce qui veut dire que leur présence dans un champ magnétique n'accroîtra nullement le flux, et sera donc d'effet négligeable.

Certains alliages de fer ont des perméabilités très grandes (des milliers). Contrairement à la résistivité et à la constante diélectrique, la perméabilité des matériaux ferromagnétiques n'est même pas approximativement constante, mais varie considérablement avec la densité du flux.

On sait à l'heure actuelle que tous les aimants sont en réalité des électro-aimants, même ceux qui ne paraissent pas en être, et que l'on nomme *aimants permanents*. C'est le mouvement d'électrons dû à leur structure atomique qui leur confère leurs propriétés magnétiques. Néanmoins, le nom d'électro-aimants est réservé à ceux qui sont entourés d'un bobinage où circule un courant.

Interaction des champs magnétiques.

Les lettres N et S dans la figure 4.2 sont les initiales de « Nord » et « Sud ». Chacun sait que l'aiguille d'une boussole se dirige vers le nord. Cette aiguille est un aimant, et son mouvement d'orientation est dû à l'interaction qui se produit entre son champ magnétique et celui du globe terrestre, ce dernier étant également un aimant (grand modèle

évidemment). En d'autres termes, le pôle nord de la terre attire une extrémité du petit barreau aimanté qui constitue l'aiguille ; cette extrémité est pour cela dénommée *pôle nord* de l'aimant, et l'autre extrémité *pôle sud.*

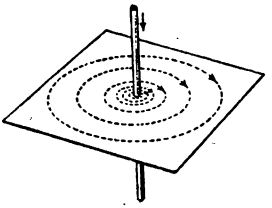


Fig. 4-2. — Sens conventionnel du champ magnétique entourant un conducteur rectiligne.

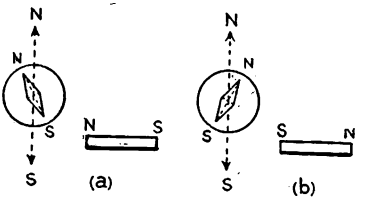


Fig. 4-3. — Déviation de l'aiguille d'une boussole par un aimant, prouvant que les pôles de même nom se repoussent et que les pôles de noms contraires s'attirent.

Il suffit donc, pour identifier les pôles d'un aimant, d'en faire une boussole en le suspendant par le milieu au moyen d'un fil. Si ensuite nous le présentons à une boussole (fig. 4.3), nous constatons que son pôle nord repousse le pôle nord de la boussole, attirant par contre le pôle sud (et vice-versa). Donc, si les pôles nord des aimants et des boussoles sont bien des pôles nord, le pôle nord de la terre, considérée en tant qu'aimant, est un pôle sud.

Tout cela ne peut manquer, évidemment, de nous rappeler le comportement analogue des charges électriques.

Si maintenant nous suspendons, non plus un aimant, mais une bobine, comme le montre la figure 4.4, nous observons que tant

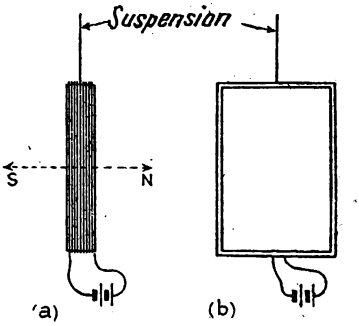


Fig. 4-4. — Une bobine traversée par un courant, si elle est libre de se déplacer, s'oriente de manière à placer son axe dans la direction N S. Vues de profil (a) et de face (b).

qu'elle n'est pas parcourue par un courant, elle n'a aucune tendance à s'orienter dans une direction quelconque. Mais dès qu'on branche une pile à ses extrémités, elle se transforme en aimant, et s'oriente de manière à placer son axe dans la direction nord-sud (ou autrement dit le plan de ses spires selon une direction est-ouest).

Si on inverse les fils de la pile (et par conséquent le sens du courant), la bobine opère une rotation de 180°, de manière à présenter au nord le côté qu'elle présentait précédemment au sud : l'inversion du sens du courant inverse également la polarité magnétique.

Le champ magnétique terrestre est faible, et, par suite, la force qui agit sur la bobine est petite. Quand on désire utiliser ces effets à des fins mécaniques, on remplace le champ terrestre par celui d'un puissant aimant placé le plus près possible de la bobine. C'est là le principe de base des moteurs électriques.

En radio, nous trouvons une autre application du même principe, plus intéressante pour nous, dans les instruments de mesure à cadre mobile, que nous avons très brièvement décrits page 58. Le cadre d'un appareil de mesure est analogue, par sa forme, à la bobine de la figure 4.4, et il est suspendu entre les pôles d'un aimant permanent qui l'entoure d'un champ intense. Aux deux extrémités de la bobine,

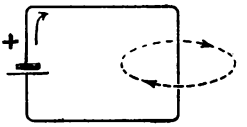


Fig. 4-5. — Le courant et le flux qu'il engendre sont entrelacés comme deux maillons d'une chaîne. La figure montre aussi les directions conventionnelles.

des ressorts très légers, analogues à un ressort spiral de montre, remplissent le double rôle de lui amener le courant et de la maintenir, en son absence, dans la position où l'aiguille se trouve au zéro. Quand un courant circule dans la bobine, celle-ci tend à pivoter sur elle-même en comprimant les ressorts; son déplacement angulaire est proportionnel à l'interaction des deux champs magnétiques, elle-même proportionnelle à l'intensité du courant.

Induction.

Nous avons déjà entrevu le fait qu'un circuit, que parcourt du courant, et les lignes de force de son flux magnétique sont disposés l'un par rapport à l'autre comme deux maillons d'une chaîne (fig. 4.5). Que se passerait-il si, dans un circuit qui ne comporterait pas de source de f.é.m., nous pouvions disposer de la même manière un flux magnétique extérieur? On pourrait employer pour cela un aimant, une bobine parcourue par du courant et que l'on pourrait approcher, ou même une bobine fixe, située à proximité, et dans laquelle, au moyen d'un interrupteur, on pourrait faire passer du courant à volonté.

Quelle que soit la méthode employée, le résultat est le même : toute *augmentation* ou *diminution* du flux traversant le circuit *induit* un courant dans ce circuit (et partant une f.é.m.) ce que montre le voltmètre (fig. 4.6), qui dévie dans un sens quand le flux augmente, dans l'autre quand il décroît.

Une position stationnaire n'induit aucun courant dans le circuit, si intense que soit le flux qui le traverse à ce moment. Si on utilise la bobine fixe placée à proximité, un courant induit circule pendant un court instant chaque fois qu'on branche ou qu'on interrompt le courant passant dans cette bobine.

Cet effet, découvert par Faraday, est à la base de toute l'électricité industrielle. Les dynamos ou alternateurs des centrales sont essentiel-

lement des machines disposées de manière à faire varier continuellement le flux passant à travers un circuit. Cela est obtenu la plupart du temps en faisant passer, devant des bobines fixes, des électro-aimants portés par une pièce tournante.

Une autre méthode existe, qui consiste à faire varier constamment le flux d'une bobine fixe placée contre le circuit dans lequel un courant doit être induit. Ce principe est utilisé dans les transformateurs (page 86), et, également, comme nous le verrons, dans tout l'appareillage radioélectrique en général.

Self-inductance (ou auto-inductance).

Jusqu'ici, nous avons considéré uniquement les courants induits dans un circuit par la variation du flux magnétique dû à la circulation d'un courant *dans un autre circuit*. Si nous examinons de nouveau la figure 4.5, nous y voyons, représenté en pointillé, le flux magnétique causé par le courant qui traverse le circuit lui-même. Quand aucun

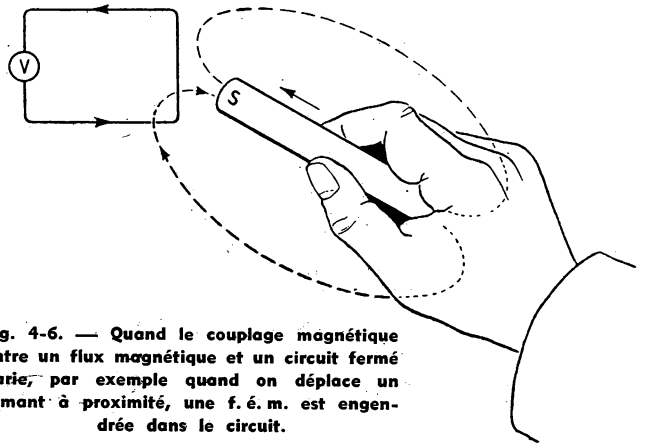


Fig. 4-6. — Quand le couplage magnétique entre un flux magnétique et un circuit fermé varie, par exemple quand on déplace un aimant à proximité, une f. é. m. est engendrée dans le circuit.

courant ne circulait, évidemment ce flux était nul. Par conséquent, au moment où le courant a été lancé, le flux a passé de la valeur zéro à sa valeur actuelle, ce qui n'a pu manquer d'induire dans le circuit une certaine f.é.m. Cet effet est très naturellement baptisé *auto-induction* (ou self-induction). La figure 4.5 peut être considérée comme représentant *n'importe quel circuit* transportant un courant, et du fait qu'un courant produit inévitablement un flux magnétique, il s'ensuit qu'une f.é.m. est induite dans *tout circuit* dans lequel *varie* un courant.

La f.é.m. induite dans un circuit (ou une portion de circuit), quand le courant qui le traverse varie d'une quantité donnée, est appelée son *auto-inductance*, ou plus souvent, simplement, son *inductance*, représentée par le symbole L (1). Son unité de mesure, en liaison avec les

(1) En France, nombre d'auteurs préfèrent à « inductance » le terme *self-induction* et désignent sa valeur par coefficient de self-induction. Ils réservent le terme *inductance* à la réactance inductive (voir page 113).— N.d.t.

autres unités que nous connaissons déjà, est le *henry* (symbole : H). Par définition, un circuit présente une inductance d'un henry quand un courant changeant à raison d'un ampère par seconde y produit une f.é.m. induite égale à un volt. (Le nombre de H, pour une variation d'un ampère/seconde, est donc égal au nombre des volts induits.)

C'est évidemment le changement du *flux* qui induit la f.é.m.; mais comme il est plus malaisé de connaître la valeur du flux que celle du courant, c'est au moyen de ce courant qu'on définit l'inductance. Celle-ci dépend, par conséquent, de la valeur du flux produit par un courant déterminé (soit 1 A dans le cas présent). Plus important est le flux, plus grande sera la f.é.m. induite, et partant l'inductance. Et le flux produit par un courant donné dépend, comme nous l'avons vu, des dimensions et de la disposition du circuit (ou d'une partie de celui-ci), et de la perméabilité.

Analyse de l'inductance.

Nous n'avons pas éprouvé de grandes difficultés à exprimer la résistance en fonction de la résistivité et des dimensions du circuit, parce que, dans les cas usuels, les courants sont confinés dans le sentier étroit d'un fil conducteur de section uniforme. La capacité nous a donné plus de soucis, parce qu'elle dépend des dimensions de l'espace compris entre les conducteurs. En nous plaçant, cependant, dans le cas particulier (et pour nous le plus important) d'une mince tranche d'espace comprise entre deux plaques parallèles, cas dans lequel le champ électrique est réparti d'une manière uniforme, nous avons trouvé une formule l'exprimant en fonction des dimensions de cette tranche d'espace et de la constante diélectrique du matériau isolant qui s'y trouve en général.

L'inductance présente un problème encore plus compliqué : les champs magnétiques fournis par la plupart des formes de circuits employés, ne sont pas même approximativement uniformes, ni faciles à calculer, tant s'en faut. Une autre complication résulte de ce que le flux produit par une portion du circuit n'agit pas forcément sur toutes les autres parties : dans un solénoïde ou bobine à spires jointives, par exemple, le flux produit par la première spire agit sur quelques-unes des spires suivantes, mais pratiquement pas sur celles qui se trouvent à l'autre extrémité.

La figure 4.7, néamoins, montre une forme d'inductance dans laquelle la bobine est traversée par un noyau magnétique de section uniforme. La perméabilité du fer constituant ce noyau est d'ordinaire si élevée qu'il canalise pratiquement la totalité du flux magnétique. Le reste, constituant ce qu'on appelle les « fuites » magnétiques, et qui se disperse plus ou moins aux alentours, est pratiquement négligeable avec une telle disposition. Par conséquent, on peut considérer qu'à très peu de chose près, un flux égal traverse toutes les spires du bobinage, et qu'il est réparti d'une manière uniforme dans tout le noyau. Dans de telles conditions, l'inductance est fonction des dimen-

sions, de la même manière que l'étaient la conductance et la capacité; ce qui est exprimé par la formule

$$L = \frac{\mu A}{l}$$

dans laquelle A est la section du noyau, l sa longueur, et μ sa perméabilité absolue. Dans le système d'unité m.k.s. (page 53), L est en henrys, A en mètres carrés, l en mètres, et la valeur de μ, pour l'espace vide, est $\mu_0 = 1{,}257 \times 10^{-6}$. Cette valeur convient pratiquement à l'air et à tous les corps en général, matériaux ferromagnétiques exceptés.

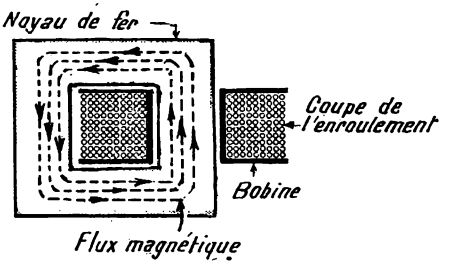


Fig. 4-7. — Le flux magnétique transporté par le noyau est « enchaîné » avec les spires de la bobine, et le noyau canalise ce flux presque entièrement.

Strictement parlant, la perméabilité (μ) est égale à μ_0 multiplié par la perméabilité relative μ_r (page 76), qui est celle que l'on trouve dans les formulaires; de sorte qu'en pratique, la formule est toujours adaptée de manière à y inclure μ_0, et devient:

$$L = \frac{1{,}257 \times 10^{-6}\, \mu_r A}{l}$$

Comme dans le cas de la constante diélectrique, on oublie alors le petit r, et on emploie μ pour représenter la « perméabilité » tout court. Dans le cas de l'air et des autres matériaux non magnétiques, on peut omettre totalement μ, qui est pratiquement égal à 1. Enfin, si les dimensions sont données en *centimètres*, il faut remplacer 10^{-6} par 10^{-8}.

Cette formule ne considère qu'une seule spire de bobinage; et, par conséquent, si la bobine comporte N tours, le même courant passe N fois autour du noyau de section A, de sorte que le flux (μ étant supposé constant) est N fois plus grand. Mais de plus, ce flux multiplié par N traverse N fois le circuit, y induisant N fois la f.é.m. qu'il produisait en variant d'intensité dans une seule spire. De sorte que l'inductance n'est pas N fois mais $N \times N$ fois (ou N^2 fois) plus grande, et que la formule devient :

$$L = \frac{1{,}257 \times 10^{-6}\, \mu A N^2}{l}$$

Considérations pratiques.

En pratique, cette formule ne sert pas à grand-chose. Même pour calculer l'inductance d'une bobine à fer. Primo, pour qu'on puisse arri-

ver à placer le noyau autour de la bobine, il ne peut être d'une seule pièce; et, du point de vue magnétique, la jonction ne sera jamais équivalente à une portion de métal plein. Il y aura toujours une solution de continuité — un *entrefer* — et cet entrefer, même microscopique, produit une différence très appréciable, parce qu'il équivaut à une longueur de fer qui peut être des dizaines de milliers de fois plus grande. Secundo, la perméabilité du fer dépend dans une large mesure de la densité du flux, et, par conséquent, de l'intensité du courant dans la bobine. Moralité : il ne faudrait pas s'imaginer qu'on puisse trouver, au moyen d'une table, la perméabilité d'un noyau quelconque, à la façon de la résistance d'un fil ou de la capacité d'un condensateur. Ce qu'on trouve en général, ce sont des graphiques où μ est représenté par rapport à la force magnétisante en ampères-tours par unités de longueur de noyau (1).

Avec les bobines « à air », c'est-à-dire dépourvues de noyau, même dans le cas où toutes les spires sont étroitement groupées, il est difficile d'admettre en toute rigueur que le flux d'une spire quelconque traverse toutes les autres; et il est évident qu'on peut encore bien moins l'admettre dans le cas d'une bobine de la forme de celle représentée sur la figure 4.1 *b*. Et, ce qui constitue une difficulté encore plus grave, le flux n'est pas du tout concentré dans un espace de section constante A et de longueur égale *l*.

Malgré tout, une formule générale a été établie, donnant l'inductance de ce genre de bobinage; mais en pratique, il est nécessaire soit de mesurer l'inductance exacte, soit de la calculer, au moyen de toutes sortes de formules, graphiques et coefficients spéciaux qui ont été élaborés pour toutes les formes courantes de bobines, et même pour les fils rectilignes. Ces indications se trouvent dans les formulaires de radioélectricité.

Entre une courte longueur de fil et une bobine à noyau de fer comportant des milliers de spires, il existe évidemment une énorme différence d'inductance. La bobine à fer peut atteindre un bon nombre d'henrys, et le petit bout de fil seulement une mince fraction de microhenry. Et pourtant, cela ne signifie pas que même cette très faible inductance soit dépourvue d'importance. Le courant qui y circule aura beau n'être que d'une petite fraction d'ampère, s'il effectue son va-et-vient au rythme de millions de périodes/seconde, le produit pourra en être des milliers d'ampères/seconde — et la tension induite très considérable.

C'est de toutes façons cette *tension induite* qui donne sa signification à la notion d'inductance. Nous verrons par la suite quelle importance réelle peut avoir pour nous cette notion; en attendant, nous pouvons, pour commencer, la comparer à la tension qui s'accumule aux bornes d'un condensateur pendant sa charge.

(1) *N. d. t.* — Compte tenu de « l'air équivalent », notion très commode, qui, comme nous l'avons entrevu plus haut, permet d'assimiler une certaine longueur de noyau à une certaine longueur d'air (ou d'entrefer), on peut réaliser des graphiques ou abaques permettant de calculer rapidement une inductance à noyau de fer.

Accroissement du courant dans un circuit inductif.

Pour commencer, quel est le sens de la tension induite? Deux possibilités s'offrent à nous : cette tension peut, ou bien tendre à faciliter la variation d'intensité qui en a été la cause, ou bien s'y opposer. S'il y avait tendance à faciliter la variation, celle-ci s'établirait encore plus vite, induisant une tension plus élevée, qui accroîtrait encore le courant, qui augmenterait encore la tension, et ce, d'une manière illimitée. C'est évidemment absurde, et en fait, la tension induite tend toujours à s'opposer à la variation d'intensité.

Nous pouvons étudier le phénomène en question au moyen du dispositif représenté par la figure 4.8, que l'on peut comparer à la figure 3.5. Pour faciliter la comparaison des résultats obtenus, supposons que l'in-

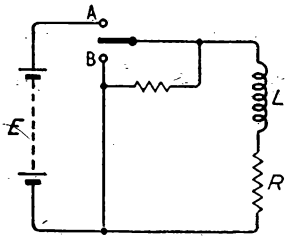


Fig. 4-8. — Montage employé pour étudier l'accroissement et la diminution du courant dans un circuit inductif.

ductance (représentée dans les schémas par l'espèce de tire-bouchon étiqueté L), a une valeur de 0,2 H et que R (où l'on suppose incluse la résistance propre de la bobine) est de 200 Ω; E sera, comme précédemment, une f.é.m. de 100 V.

Dans la position où se trouve le commutateur sur la figure 4.8, aucun courant ne circule, et il ne se produit par conséquent aucun champ magnétique. Au moment où le commutateur est mis en contact avec le point A, la pleine tension de 100 V est appliquée à l'ensemble L et R. Si on n'appliquait que la loi d'Ohm, le courant devrait immédiatement atteindre une intensité de 0,5 A; mais, comme nous l'avons dit plus haut, cela n'est pas possible, une variation de zéro au maximum en un temps nul devant induire une f.é.m. infinie en opposition avec la source. Il faut donc que le courant augmente au contraire graduellement : à l'instant où est branchée la batterie, il commence par être nul, de sorte qu'aucune chute de potentiel ne se produit aux bornes de R, et que les 100 V sont intégralement appliqués à l'inductance L. Par conséquent, à ce moment précis, il faut bien se dire que la f.é.m. de la batterie est en opposition avec une f.é.m. induite égale à la sienne (donc égale à 100 V) qui empêche totalement le courant de circuler (fig. 4.9 *a*). Cela nous donne le moyen de calculer la manière dont croîtra le courant. Si L était une inductance de 1 henry, il devrait, pour induire une f.é.m. de 100 V, croître à raison de 100 A/seconde. Comme L n'est que de 0,2 H, c'est que le courant croît 5 fois plus vite, soit à raison de 500 A/s.

Sur le graphique de la figure 4.9 *b*, qui correspond à la figure 3.6-*b* concernant les condensateurs, on a indiqué en pointillés une augmentation constante au taux de 500 A/s. Si ce taux pouvait être maintenu, le débit de 0,5 A serait atteint au bout de 0,001 s. Mais dès que le courant commence à circuler, il produit une chute de tension dans la résistance, et comme la tension de la batterie reste toujours de 100 V, la tension induite décroît forcément. Quand le courant a atteint 0,25 A, la chute aux bornes de R est de 50 V, et, par conséquent, il n'y a plus que 50 V aux bornes de L, de sorte que le courant croît deux fois moins vite. La courbe en traits pleins montre ce que devient cet accroissement : c'est encore une fois une courbe exponentielle; et, de même que celle qui représentait la charge d'un condensateur, elle n'atteint théoriquement jamais le courant maximum de 0,5 A.

Autre analogie : nous avons vu que, si la loi d'Ohm avait été applicable, le courant de 0,5 A eût été atteint au bout de 0,001 s. Si nous cherchons quelle est l'intensité *réellement* atteinte au bout de ce temps, nous constatons qu'elle est égale à 63,2 % de la valeur maximum. Et ce temps est, ici aussi, la *constante de temps* du circuit. Il est facile de calculer qu'il est égal à L/R secondes.

Nous voyons également, en *a*, la tension aux bornes de L. Si nous comparons les courbes 4.9 aux courbes 3.6, nous constatons qu'elles sont semblables, mais que la courbe des courants a pris la place de celle des tensions (et vice-versa). La tension aux bornes de R reste, évidemment, proportionnelle au courant (la courbe qui la représente est donc semblable à la courbe 4.9 *b*). Les tensions relevées en *a* et *b* pour un temps correspondant, si on les additionne, égalent la tension de la batterie, c'est-à-dire 100 V dans le cas présent.

Le courant ayant atteint (pratiquement) sa pleine intensité, renversons le commutateur de A vers B (la petite résistance placée en shunt sur les contacts est simplement destinée à empêcher une interruption totale de se produire pendant le court instant que dure cette commutation). Au moment où nous agissons sur le commutateur, le champ magnétique existe toujours dans la bobine. Ce champ ne peut disparaître que quand le courant cesse de circuler; et dès que le courant tend à diminuer, il induit dans la bobine une f.é.m. qui tend au contraire à l'entretenir. Au départ, le courant de 0,5 A continue de circuler, ce qui implique une f.é.m. de 100 V aux bornes de R. Comme la batterie n'est plus là, il faut bien que cette f.é.m. vienne de L, et soit engendrée par un courant qui *décroît* à raison de 500 A/s. A mesure que le courant faiblit, la chute aux bornes de R diminue elle aussi, de même que la tension induite; de sorte que le courant décroît de moins en moins vite, comme le montre la deuxième partie de la courbe 4.9. Dans le temps L/R = 0,001 s, il a, comme de juste, diminué des fatidiques 63,2 %.

Puissance pendant l'accroissement.

Quand nous examinons la variation de la puissance absorbée par le circuit, nous constatons qu'elle aussi suit une loi exactement inverse de celle que nous avions observée dans le processus de charge d'un

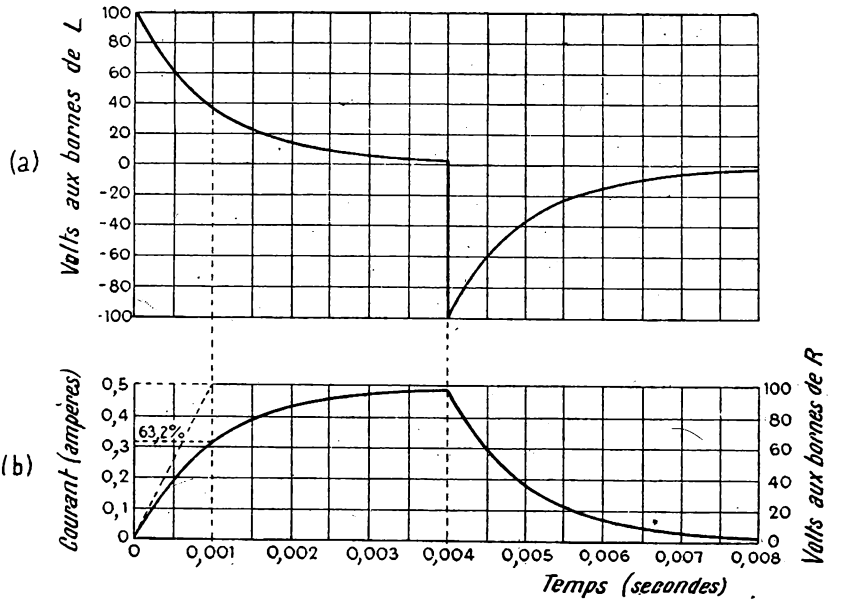


Fig. 4-9. — Courbes du courant et de la tension dans le circuit de la figure 4-8, avec le commutateur d'abord en A, puis en B.

condensateur. Au lieu de commencer par fournir 50 W au circuit, pour ne plus lui fournir, au bout d'un certain temps, qu'une puissance presque nulle, la batterie commence cette fois par ne rien débiter du tout, pour débiter finalement 50 W quand le même temps s'est écoulé.

S'il n'y avait pas eu de capacité dans le circuit de la figure 3.5, il n'y aurait eu, à aucun moment, de puissance absorbée; l'effet de C a été de permettre le passage d'un courant temporaire, une moitié de l'énergie étant dissipée sous forme de chaleur dans R et l'autre moitié accumulée dans C. Dans le circuit de la figure 4.8, par contre, l'absence de L aurait provoqué la dissipation constante de 50 W dans la résistance; l'effet de L a été de soustraire à la résistance, pendant un court instant, une partie de cette énergie — ce qui n'a que fort peu épargné les forces de la batterie, l'énergie « économisée » pendant ce bref moment, savoir la moitié de la puissance débitée, ayant été absorbée par L, où la batterie forçait un courant de circuler en opposition avec la f.é.m. induite par le champ magnétique croissant. Cette énergie a été réellement accumulée sous forme de champ magnétique, de la même manière qu'on accumule de l'énergie cinétique dans un lourd véhicule en le poussant pour le mettre en mouvement.

Et, de même que le véhicule en question abandonnera son énergie sous forme de chaleur dans le frein qu'on serre pour l'immobiliser, de même l'énergie magnétique accumulée dans l'inductance sera dissipée sous forme de chaleur dans la résistance branchée à ses bornes pour arrêter la circulation du courant.

Comparaisons et contrastes.

Dans le chapitre précédent, nous avons vu qu'au courant E/R

circulant dans les conducteurs, un courant supplémentaire se superpose quand la *tension* varie. Ce courant supplémentaire est dû au fait que les charges électriques se déplacent de manière à adapter le circuit à la nouvelle valeur de tension; et il est proportionnel non seulement au changement de tension, mais aussi à la valeur de la capacité (intentionnelle ou accidentelle) du circuit (ou de la partie de circuit) considéré.

Dans le présent chapitre, nous venons de voir qu'à la tension IR aux bornes d'un conducteur, se superpose une tension supplémentaire chaque fois que *l'intensité* varie. Cette tension est due à ce que le champ magnétique s'adapte de lui-même à la nouvelle valeur du cou-

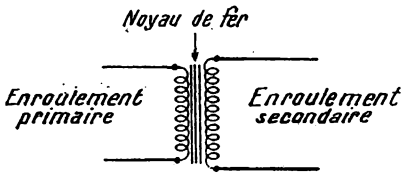


Fig. 4-10. — Schéma d'un transformateur.

rant. Elle est proportionnelle non seulement à la variation d'intensité, mais aussi à l'inductance (voulue ou accidentelle) du circuit (ou de la portion de circuit) considéré.

Inductance mutuelle.

Si, à la bobine de la figure 4.8, était superposée une autre bobine du même nombre de tours, si étroitement serrée autour d'elle que pratiquement tout le flux magnétique produit par l'enroulement *primaire* traverse aussi l'enroulement *secondaire*, une tension égale serait à tout moment induite dans ce dernier.

Pratiquement, un *couplage* aussi serré n'est pas réalisable, de sorte que les flux traversant les deux enroulements ne sont jamais tout à fait égaux. On compense cela en augmentant quelque peu le nombre de spires du secondaire; de sorte qu'il vient aussitôt à l'esprit qu'en augmentant de plus en plus ce nombre de spires, on pourra obtenir sur le secondaire une tension induite de plus en plus élevée — et inversement. On peut ainsi obtenir un *rapport* élévateur ou abaisseur (de tension, sous-entendu). L'engin ainsi réalisé s'appelle un *transformateur*, terme assez impropre en somme, puisque rien n'est transformé. Notons qu'il peut exister plusieurs secondaires fournissant différentes tensions. Le schéma figure 4.10 est celui d'un transformateur, le noyau de fer étant représenté par les lignes parallèles tracées entre les enroulements primaire et secondaire.

L'effet qu'une bobine exerce sur une autre par l'entremise de son champ magnétique est nommé *inductance mutuelle* (symbole : M), et, comme l'inductance, se mesure en henrys. La définition en est similaire: l'inductance mutuelle en H entre deux bobines est égale au nombre de V induits dans l'une d'entre elles quand le courant varie dans l'autre à raison de 1 A/s.

CHAPITRE V

COURANTS ALTERNATIFS

Fréquence d'un courant alternatif.

Dans le chapitre Ier, nous avons vu que la parole et la musique sont transmises à nos oreilles par des ondes sonores, qui consistent en de rapides variations de la pression de l'air. Nous avons vu aussi que, pour transmettre ces vibrations à de longues distances au moyen du téléphone, il fallait imprimer leur modulation à un courant électrique, et que de plus, s'il s'agissait de téléphonie sans fil, il fallait produire, dans les postes émetteurs, des courants de fréquences plus élevées encore. Nous venons en outre, dans le précédent chapitre, de noter l'avantage qui résulte de l'usage du courant alternatif dans les réseaux de distribution, avantage qui se traduit par la possibilité de se servir de transformateurs, afin d'amener la tension à la valeur la plus commode. C'est presque partout le courant alternatif qui nous fournit l'éclairage et le chauffage, et qui également alimente nos récepteurs de radio, au lieu des piles et des accumulateurs qui nous ont jadis causé tant d'ennuis.

La seule différence essentielle entre tous les courants alternatifs auxquels nous venons de faire allusion est leur fréquence, ou autrement dit le nombre de doubles renversements qu'ils accomplissent en l'espace d'une seconde. Nous avons déjà eu l'occasion d'examiner assez sérieusement cette notion de fréquence (page 27), pour qu'il ne soit plus nécessaire de répéter certaines choses. Ce qui peut être intéressant, par contre, c'est de nous mettre dans l'esprit les catégories principales dans lesquelles rentrent ces fréquences.

Il n'existe en réalité aucune frontière bien nettement tracée. Ce qu'on peut dire, pour commencer, c'est que les fréquences inférieures à 100 Hz sont utilisées dans les réseaux de distribution; les réseaux européens sont à 50 Hz, et les américains à 60. Les fréquences comprises entre 20 et 20 000 Hz environ sont audibles, et englobées, en radio, sous l'appellation de *basse fréquence* (en abrégé B.F.). Celles qui dépassent 15 000 Hz sont capables de transporter des signaux à travers l'espace, et sont, elles, comprises sous l'appellation générale de *haute*

fréquence (en abrégé H.F.). Certaines gammes sont réservées à la radiodiffusion, comme par exemple les fréquences comprises entre 525 000 et 1 605 000 (525 à 1605 kHz) qui constituent ce qu'on nomme la gamme « petites ondes » et parfois « ondes moyennes » (en anglais *middle waves*) sur les cadrans des récepteurs.

La table ci-dessous donne les subdivisions et appellations généralement admises pour la vaste plage de longueurs d'onde utilisée, et qui s'étend des fréquences ultra-sonores aux ondes centimétriques ou micro-ondes (fréquences supérieures à 1000 MHz) qu'on emploie pour les relais et les radars. Mais les abréviations telles que T.B.F. et B.F. ne correspondent pas à celles employées en électro-acoustique.

Catégorie	Abréviation	Fréquences	Longueurs d'onde
Très basse fréquence....	T.B.F.	Inf. à 30 kHz	Sup. à 10 000 m
Basse fréquence	B.F.	30- 300 kHz	10 000 à 1000 m
Moyenne fréquence	M.F.	300- 3000 kHz	1000 à 100 m
Haute fréquence.....	H.F.	3- 30 MHz	100 à 10 m
Très haute fréquence ...	T.H.F.	30- 300 MHz	10 à 1 m
Ultra-haute fréquence...	U.H.F.	300- 3000 MHz	100 à 10 cm
Super-haute fréquence ..	S.H.F.	3000-30 000 MHz	10 à 1 cm
Extrêmement haute fréq.	E.H.F.	Sup. à 30 000 MHz	Inf. à 1 cm

Soulignons à présent que la notion de tension s'applique aussi bien aux courants alternatifs qu'au courant continu : il faut une *tension alternative* pour produire un *courant alternatif*.

Les deux derniers chapitres ont montré que les variations de tension et d'intensité sont liées à deux caractéristiques des circuits, qui sont la capacité et l'inductance, et dont il faut tenir compte au même titre que de la résistance. Nous pouvons présumer de cela, sans risque d'erreur, que les circuits propres aux courants alternatifs seront passablement plus compliqués (et intéressants) que ceux propres au courant continu; mais avant de passer à leur étude, il nous faut encore préciser plusieurs notions concernant les courants alternatifs eux-mêmes.

Onde sinusoïdale.

Il est aisé de concevoir qu'un courant qui change de sens peut le faire brusquement, ou au contraire d'une manière douce et progressive. La figure 3.6 *a* nous donne un exemple de renversement brutal. Il existe en fait une infinité de manières selon lesquelles un courant ou une tension peut varier; et, quand les graphiques montrent ces variations, c'est sous l'aspect d'une foule de *formes d'ondes*.

La variation selon l'échelle des temps est traduite par une pente abrupte en certains endroits, pente qui exprime la rapidité de la variation à ces moments précis. Mais, fort heureusement pour l'étude géné-

rale des courants alternatifs, toutes les formes d'ondes, si compliquées soient-elles, peuvent être considérées comme constituées d'un certain nombre d'ondes mélangées, toutes de la même forme fondamentale appelée *onde sinusoïdale.*

La figure 1.2 *c* en donne un exemple. Remarquons la forme progressive et régulière des composantes, comparables aux oscillations d'un pendule. Même des ondes aussi « barbelées » d'aspect que celles de la

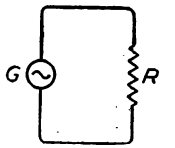


Fig. 5-1. — Circuit constitué d'un générateur alternatif G, débitant dans une résistance pure (R).

figure 3.6 peuvent se décomposer en un certain nombre d'ondes sinusoïdales de diverses fréquences.

La plupart des circuits utilisés en radio, et dans d'autres dispositifs de communication, ont pour base une source (ou *générateur*) de tension alternative, connectée à des circuits comportant diverses combinaisons de résistances, capacités et inductances. Ces circuits constituent ce qu'on nomme la *charge* du générateur. En pratique, un système d'apparence très complexe peut toujours se réduire à un certain nombre de circuits élémentaires comprenant chacun son générateur et la charge qui lui est associée.

Nous venons de voir que, bien qu'il existe une infinie variété de formes d'ondes, toutes sont néanmoins des combinaisons d'ondes sinusoïdales. Il nous suffira donc de considérer uniquement les générateurs d'ondes sinusoïdales, puisque les formes d'ondes plus complexes pourront être reconstituées en en groupant plusieurs. Théoriquement, cela est toujours réalisable, bien qu'en pratique il existe des moyens plus simples de produire la plupart des formes d'ondes, comme par exemple des impulsions carrées, sans recourir à cette combinaison. A partir de maintenant, et sauf avis contraire, tout générateur dont nous traiterons sera un générateur d'ondes sinusoïdales.

Circuits purement résistifs.

L'espèce la plus simple de circuit que nous puissions étudier à présent peut être représentée sous la forme d'un générateur débitant du courant dans une charge constituée par une résistance pure. Nous avons déjà vu (p. 45) comment on calcule le courant que n'importe quelle f.é.m. fait circuler dans une résistance. Il n'y a rien à changer à cette méthode quand il s'agit de courant alternatif. Supposons, en effet, que la crête de chaque onde atteigne une tension de 200 V, et que la fréquence soit de 50 Hz. La figure 5.2 est un graphique représentant cette f.é.m. pendant un cycle et demi. Supposons que $R = 200\ \Omega$, et, selon la loi d'Ohm, calculons l'intensité pour n'importe quel point

du cycle : à la crête, elle est évidemment égale à 200/200 = 1 A; à mi-pente, elle est de 0,5 A. En relevant cette intensité pour un grand nombre de points, nous obtenons la courbe en pointillé. Sa forme est identique à celle de la courbe des tensions, bien que sa hauteur soit différente.

Valeur efficace.

Mais comment peut-on traduire par un nombre une source qui se comporte de cette manière, et dire, par exemple : « Je suis éclairé par le réseau alternatif à 110 ou 220 volts? » Peut-on dire, dans l'exemple cité plus haut, 200 volts, alors que la tension change tout le temps, et qu'on trouve par moment zéro volt, et non 200? Quel « voltage » faut-il considérer, ou faut-il prendre une moyenne?

La valeur qu'on est convenu de considérer comme la bonne a été déterminée par comparaison avec des sources de courant continu. Il est en effet très pratique de concevoir une lampe ou un radiateur électrique de telle sorte qu'il produise les mêmes effets sur un réseau alternatif que sur un réseau continu, c'est-à-dire sur une même tension *nominale*. La condition nécessaire sera réalisée si, sur les deux sortes de réseaux, la même *puissance moyenne* est absorbée. Ainsi, le filament de l'ampoule d'éclairage ou la résistance du radiateur seront portés à la même température, quelle que soit la nature du courant qu'on y appliquera.

Nous savons (p. 61) que la puissance en watts est égale au produit de la tension par l'intensité (ou autrement dit, des volts par les ampères). Si nous effectuons ce calcul pour un nombre suffisant de points d'un cycle alternatif (fig. 5.2), nous obtenons une courbe montrant comment varie la puissance. Pour éviter de rendre la figure confuse, nous avons tracé une courbe séparée (fig. 5.2, bas).

Cette courbe appelle immédiatement une remarque importante : bien que, pendant une moitié de chaque cycle, le courant et la tension soient de sens opposé à celui de l'autre moitié, leur produit, ce qui est parfaitement d'accord avec les règles de l'arithmétique, reste constamment positif; ce qui fait que la puissance, nulle à chaque renversement, demeure, en dehors de ces instants, constamment positive. Ce que l'on constate ensuite, c'est que son amplitude totale (crête à crête) n'est que la moitié de l'amplitude totale de la courbe des tensions, et que les crêtes se présentent à un rythme deux fois plus élevé, savoir cent fois par seconde pour une tension de 50 Hz. Mesurée par la hauteur des crêtes, la puissance est égale à $200 \times 1 = 200$ W, de sorte que la puissance moyenne doit être égale à 100 W. Si maintenant nous cherchons quelle tension continue est nécessaire pour dissiper 100 W dans 200 Ω, nous trouvons (p. 61) que $P = E^2/R$, d'où $E^2 = PR$, soit dans ce cas $100 \times 200 = 20\,000$; de sorte que E doit être la racine carrée de ce produit : $E = \sqrt{20\,000} = 141$ V environ.

Du point de vue de l'égalité de puissance, par conséquent, un générateur alternatif fournissant une tension de crête de 200 V équivaut une source continue de 141 V de f.é.m.

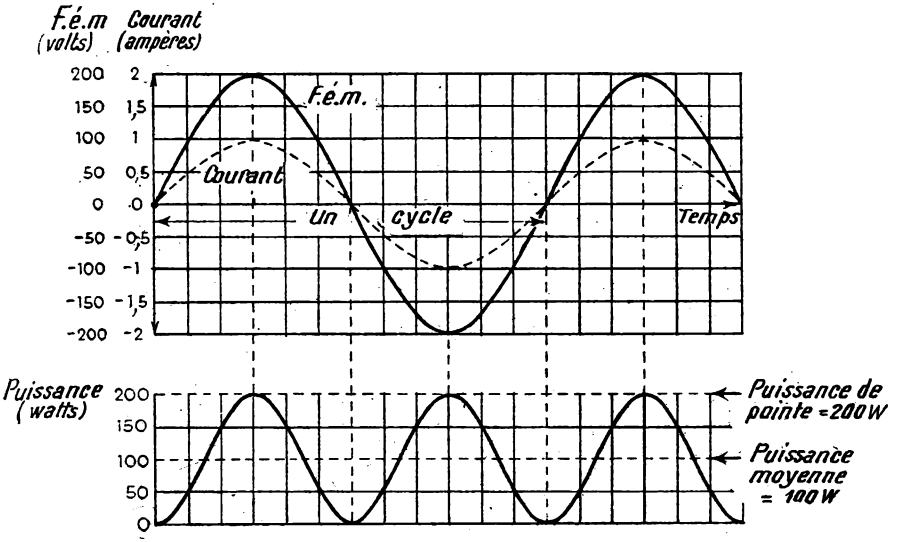


Fig. 5-2. — Graphiques selon le temps de la f. é. m. du courant et de la puissance dans le circuit (voir fig. 5-1).

Si nous généralisons le résultat de ce calcul, nous dirons que quand une tension alternative est ajustée de manière à fournir à un circuit purement résistif la même puissance qu'une source de tension continue donnée, sa tension de crête est égale à $\sqrt{2}$ (ou 1,414) fois la tension continue. Autrement dit, sa valeur nominale (ou *tension efficace*) (symbole : E_{eff}) est égale à $1/\sqrt{2}$ (ou 0,707) fois sa tension de crête. Ainsi, un réseau dit à 110 V alternatifs aura à chaque alternance, en réalité, une tension de crête égale à $110 \times 1{,}414 = \pm 155{,}5$ V environ.

Mais attention : cette valeur efficace *n'est pas* la tension moyenne (E_m) qui est, elle, égale à 0,637 fois la tension de crête. Si vous avez suivi attentivement le raisonnement tenu plus haut, vous comprenez que la raison pour laquelle il en est ainsi est que l'on a comparé la source alternative et la source continue sous le rapport de la puissance, qui est proportionnelle au *carré* de la tension ou de l'intensité.

Il est important de se rappeler encore que les chiffres indiqués ne s'appliquent uniquement qu'à des courants affectant une forme d'onde sinusoïdale. Pour une onde de forme carrée, par exemple, il est évident que la tension de crête, la tension efficace et la tension moyenne n'ont qu'une seule et même valeur.

Il existe encore une « valeur » qu'il ne faut pas oublier, c'est la *valeur instantanée* (de la tension ou de l'intensité), qui change constamment, et qui est la quantité représentée par le graphique de la figure 5.2.

En ce qui concerne les symboles, les majuscules comme E, V et I sont généralement employées pour désigner la valeur efficace (à moins

qu'une autre acception soit évidente). Pour indiquer les valeurs instantanées, on fait généralement usage de minuscules (e ou i) ; quant à la valeur de crête, on la désigne en général par E_{max} ou I_{max}.

Enfin, *tant que les circuits considérés sont purement résistifs*, nous pouvons employer la valeur efficace, au même titre que celle d'une source continue, pour effectuer tous nos calculs, selon les règles discutées dans le chapitre 2.

Appareils de mesure pour l'alternatif.

Quand on applique un courant alternatif à un appareil à cadre mobile (page 77), comme ce cadre est plongé dans un champ continu, il est attiré tantôt dans un sens et tantôt dans l'autre, à chaque alternance, et tout ce que l'on voit en général est un vague tremblement de l'aiguille aux alentours du zéro. Un tel instrument est donc inutilisable pour ce genre de mesures.

Mais il vient à l'esprit que l'on pourrait renverser à chaque alternance le sens du champ magnétique, de manière à ce qu'il se trouve toujours dans le sens voulu ; de la sorte, l'aiguille dévierait et donnerait des indications utilisables. Une manière évidente de procéder est de remplacer l'aimant permanent par un électro-aimant à travers la bobine duquel on ferait passer le courant à mesurer (en même temps que dans l'enroulement du cadre).

Malheureusement, on se heurte à l'inconvénient suivant : il faut, pour causer la déviation du cadre, que le champ magnétique dans lequel il est plongé soit très intense. Par conséquent, la bobine de l'électro-aimant devrait être traversée par un courant d'intensité élevée, ce qui n'est pas toujours le cas. Un tel instrument serait très peu sensible, le champ produit par un faible courant étant insuffisant pour donner une indication lisible. C'est pourquoi ce principe est réservé aux *wattmètres*, dans lesquels le courant principal passe dans une des bobines, tandis que l'autre — la *bobine de tension* — est branchée en parallèle sur la source d'alimentation.

Un type d'instrument plus usuel est celui dans lequel on n'emploie qu'une bobine fixe. A l'intérieur de celle-ci se trouvent deux pièces en fer dont une est fixe, et l'autre, mobile, maintenue au zéro par un léger ressort de rappel. Quand un courant — continu ou alternatif — traverse la bobine, les deux pièces de fer sont aimantées selon la même polarité ; et par suite, elles se repoussent d'autant plus que l'intensité du courant est plus grande. Ces appareils *à fer mobile* sont commodes dans les circuits où une puissance assez importante est disponible ; leur consommation excessive en interdit l'emploi dans ceux où l'intensité est faible, et où la consommation de l'instrument ne permettrait pas, la plupart du temps, d'obtenir une indication même approximative. En radio, par exemple, ils ne peuvent servir qu'à mesurer la tension fournie par un accumulateur ou un transformateur d'alimentation.

Une autre méthode serait d'utiliser l'effet d'échauffement des conducteurs par le passage du courant. Quand on chauffe le point de soudure de deux métaux différents, une petite f.é.m. continue est produite, que l'on peut mesurer au moyen d'un instrument à cadre mobile. Les instruments de ce type, dits à *thermocouple*, étalonnés sur un courant continu, indiquent, pour un courant alternatif, la valeur efficace quelle que soit la forme d'onde. Ils sont particulièrement utiles pour la mesure des courants à très haute fréquence, que l'on ne peut faire circuler à travers un bobinage.

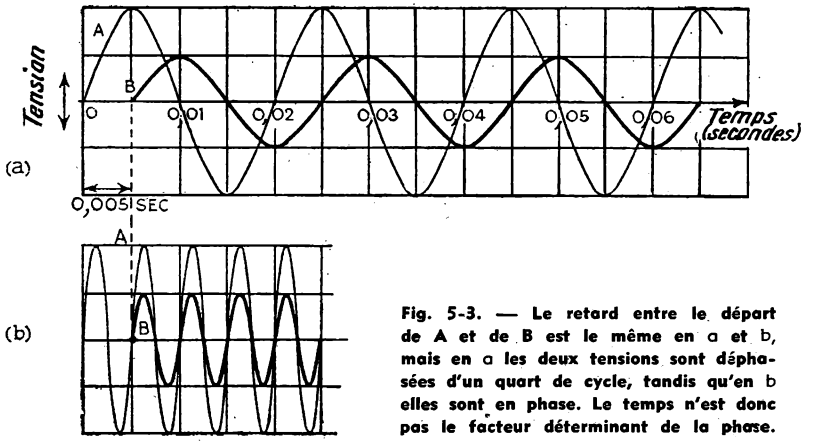


Fig. 5-3. — Le retard entre le départ de A et de B est le même en a et b, mais en a les deux tensions sont déphasées d'un quart de cycle, tandis qu'en b elles sont en phase. Le temps n'est donc pas le facteur déterminant de la phase.

Mais le procédé le plus utilisé consiste tout bonnement à transformer le courant alternatif en courant continu, au moyen d'un *redresseur*, appareil qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens, de sorte que l'on peut alors le mesurer au moyen d'un milliampèremètre à cadre de type normal. Le grand avantage de ce procédé est qu'un appareil à multiples sensibilités peut alors être employé sur l'alternatif aussi bien que sur le continu. La plupart des contrôleurs universels employés en radio sont équipés de cette manière. Comme un instrument à cadre mobile donne la mesure du courant moyen qui, nous l'avons vu, diffère de la valeur efficace, un dispositif de correction doit être prévu, tenant compte du rapport entre E_m et E_{eff}, rapport qui est égal à 0,707/0,637 = 1,11. Cela n'est valable que pour une onde de forme sinusoïdale; pour d'autres formes, un appareil à redresseur donne des indications inexactes.

Phase.

Si nous examinons de nouveau le graphique du courant, dans la figure 5.2, nous voyons que sa forme est la même que celle de la courbe représentant la f.é.m., mais aussi qu'il l'accompagne, pour ainsi dire, exactement au même pas. L'examen de ce fait, selon la loi d'Ohm, montre qu'il en est ainsi dans tout circuit purement résistif. Le terme technique correspondant à « marcher au pas » est « être *en phase* ».

La notion de phase est des plus importantes: aussi est-il indispensable de l'assimiler parfaitement.

Supposons que nous possédions deux générateurs de courant alternatif, A et B. Traçons la courbe représentant la tension de A, que nous supposerons double de celle de B, juste à partir du commencement d'un cycle. Nous obtenons, par exemple, la forme d'onde A de la figure 5.3 *a*. Ensuite, considérons le générateur B. Il produit une onde de la même fréquence, mais qui n'est pas en phase avec A (courbe B, même figure). Cette onde est, par rapport à l'autre, décalée d'une demi-alternance. Puisque l'échelle horizontale représente le temps, il pourrait paraître plus naturel de dire que B est en retard de 0,005 s : ce serait là une erreur, comme le montre la figure 5.3 *b* ; car là, en effet, on voit que malgré un « retard » égal, mais pour une fréquence quadruple, les deux générateurs sont quand même en phase. Par conséquent, bien qu'il existe une relation assez étroite entre phase et temps, ce n'est pas le temps qui détermine les relations de phase. La manière correcte de procéder est de considérer de quelle *fraction de cycle* est le décalage (ou plus exactement *déphasage*) qui existe entre les deux tensions (ou courants), voire entre une tension et un courant *de même fréquence*.

Représentation vectorielle.

L'avantage principal des graphiques du type de ceux que nous venons de voir, et qui représentent la tension alternative en fonction du temps, est qu'ils montrent la forme de l'onde. Dans beaucoup de cas, néanmoins, on n'en a pas besoin ; on sait qu'il s'agit d'une onde sinusoïdale, et ce serait beaucoup de temps perdu que de s'amuser à dessiner la jolie courbe pour l'amour de l'art, à seule fin de montrer les relations de phases. Quand on a vu quelques courbes comme celles des figures 1.2, 5.2, 5.3, on a suffisamment leur forme dans l'esprit, et on peut s'intéresser à des méthodes plus simples.

Imaginons que la ligne OP de la figure 5.4 puisse pivoter librement et à vitesse constante autour du point O, à la façon d'une aiguille d'horloge, et faisons-la tourner dans le sens opposé, qu'indique la flèche (la pointe placée en P n'indique pas le sens du mouvement, mais simplement l'extrémité mobile).

Quand OP tourne, la hauteur de P au-dessus d'une ligne horizontale passant par O varie exactement à la manière d'une sinusoïde. Supposons que OP parte de la position « 3 heures » de la figure 5.4. P se trouve alors sur l'horizontale : sa hauteur, à cet instant, est nulle. Cela représente le point de départ d'un cycle (ou période), OP commence à tourner, la hauteur de P croît d'abord rapidement, puis plus lentement, jusqu'au moment où, après un quart de tour (position « midi », la droite OP se trouve à angle droit avec l'horizontale. Cela représente le premier quart de la période. P descend ensuite, et dans le troisième quart de tour, sa hauteur devient négative (sous l'horizontale) ce qui correspond à la deuxième alternance.

Les lecteurs qui possèdent quelques notions de trigonométrie savent

que la relation entre la hauteur de P et sa distance de O (c'est-à-dire PQ/PO) s'appelle le sinus de l'angle dont OP a tourné (fig. 5.5) d'où le nom donné à la forme d'onde en question, laquelle n'est autre que la représentation graphique du sinus de l'angle θ (en abrégé : sin θ) quand θ (qui est la lettre grecque *théta*) augmente de manière régulière.

Nous voici donc en possession d'un mode de représentation, beaucoup plus facile à tracer, de l'onde sinusoïdale. La longueur de la ligne OP représente la tension de crête, et l'angle qu'elle fait avec la position « 3 heures » représente la phase. Quant à la ligne OP, droite orientée, c'est ce qu'on appelle un *vecteur*. L'angle parcouru lors d'une révolution complète autour de O, pour revenir à la position d'origine, est de 360°, ce qui correspond, nous l'avons vu, à une période. De la

Fig. 5-4. — Une autre méthode pour représenter une variation sinusoïdale : position de départ.

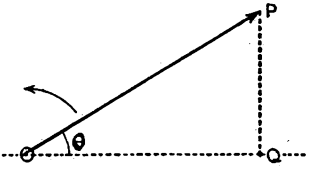


Fig. 5-5. — Le vecteur de la figure 5-4, après qu'il ait tourné d'un angle θ.

sorte, la manière usuelle de définir la phase consiste à l'exprimer en *degrés*. Un quart de période (ou autrement dit une demi-alternance) correspond à 90°, et ainsi de suite. Souvent, même sur un graphique représentant la forme d'onde, comme la figure 5.3, on indique les degrés, au lieu du temps, sur l'échelle horizontale.

Outre la mesure angulaire usuelle, selon laquelle un tour complet est divisé en 360°, il existe la mesure mathématique, qui dit que $360° = 2\pi$ *radians*. Sachant que π est un nombre tout à fait bizarre (p. 9), nous pouvons trouver bizarre aussi cette manière d'envisager la question. Il existe à cela une raison bien simple pourtant, qui est qu'en décrivant une circonférence, P a parcouru 2π fois le rayon OP (qui est sa distance du point O). Cela peut ne pas sembler une bonne raison ; mais nous en découvrirons bientôt la signification, en lisant le prochain chapitre.

La figure 5.6, à titre d'exemple, équivaut à la figure 5.3 *a*. Dans la position représentée, A est au début ou à la fin d'un cycle ; comme les deux vecteurs tournent à la même vitesse angulaire, le déphasage de 90° reste constant. (Il est évident que si A et B avaient des fréquences différentes, les vecteurs tourneraient à des vitesses différentes aussi, et la relation de phase varierait constamment, comme nous l'avons déjà fait comprendre plus haut.)

Addition de tensions alternatives.

Le grand avantage de la représentation vectorielle est de simplifier considérablement l'addition (ou la soustraction) de tensions alternatives

qui ne sont pas en phase. Dans la figure 5.3 *a*, il faudrait, pour effectuer cette addition, faire la somme à de courts intervalles des hauteurs de A et de B, et se servir des données ainsi obtenues pour tracer une troisième courbe. Ce serait un procédé lent et fastidieux pour obtenir la *résultante* de la combinaison de deux tensions déphasées. L'emploi des vecteurs nous permet d'arriver au même résultat en un instant : nous tracerons une ligne AC de longueur égale à OB et une ligne BC égale à OA. La diagonale OC est le vecteur représentant l'addition des deux tensions représentées par les longueurs OA et OB. On peut d'ailleurs voir qu'une seule des lignes en pointillé sur la figure 5.7 (soit AC, soit BC) suffirait.

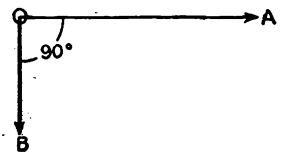


Fig. 5-6. — Vecteurs correspondant à la figure 5-3 a.

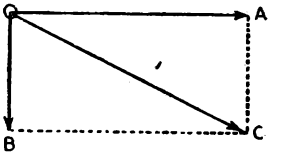


Fig. 5-7. — OC est le vecteur représentant la résultante de OA et OB.

Nous constatons que la résultante de l'addition de deux composantes déphasées n'a aucun rapport avec le résultat fourni par l'addition arithmétique des deux valeurs de tension correspondantes. Dans le cas présent, l'examen de la figure nous montre qu'elle lui est notablement inférieure. Cette résultante a une phase intermédiaire à celles des deux composantes. Elle n'en reste pas moins sinusoïdale, comme l'implique le fait que l'on puisse la représenter par un vecteur. On peut constater tout aussi aisément que la résultante de deux tensions égales, de même fréquence et déphasées de 180°, est nulle. (Elle se confond avec le point O.)

Quiconque désire étudier sérieusement les courants alternatifs aurait intérêt à lire un bon livre élémentaire traitant des vecteurs, et à apprendre la méthode de calcul algébrique correspondante, employant le symbole *j* pour distinguer les distances verticales des distances horizontales (1).

Signes de direction.

La figure 5.8 *a* montre un simple circuit résistif au moment précis où la tension alternative atteint son maximum positif (indiqué par les signes + et — aux bornes du générateur). Nous savons que l'intensité I, à cet instant, atteint elle aussi son maximum (p. 90). Mais dans quelle direction? D'après la convention (p. 61), le courant doit être

(1) Par exemple : « Applications du calcul des imaginaires à l'étude des circuits », par S. Quinet (tome I de « *Théorie et pratique des circuits de l'électronique* », Dunod, éditeur). — (N.d.t.).

regardé comme se dirigeant du + vers le —, ainsi que l'indique la flèche. L'intensité étant de même sens que la f.é.m. qui la produit, nous la représentons, en phase avec cette f.é.m., par un vecteur I (coïncidant avec le vecteur E), et marqué par une pointe de flèche *pleine;* (nous emploierons dorénavant cette notation pour les vecteurs représentant une intensité.)

La d.d.p. aux bornes de la résistance est égale à la f.é.m. du générateur (leurs bornes étant communes), mais de sens opposé à cette dernière. Cette d.d.p. sera représentée par un vecteur égal au vecteur E, mais de sens opposé. C'est là, tout simplement, la manière d'exprimer par les vecteurs la loi de Kirchhoff, que nous avons étudiée à propos des circuits à courant continu (p. 54), et qui constate que la somme de toutes les tensions rencontrées en parcourant un circuit est égale à zéro. S'il y avait plusieurs résistances dans le circuit, chacune d'elles aurait à ses bornes une d.d.p. qu'on pourrait représenter par un vecteur individuel; et ces vecteurs séparés, tous de même direction, s'additionneraient pour former une d.d.p. égale et opposée à la f.é.m. du générateur.

En général, peu importe, pour tracer les vecteurs, à quel moment précis du cycle on se place. Les positions relatives des vecteurs (ce qui est le point important) restent les mêmes. Le plus souvent, on place le vecteur « de référence » (le premier tracé) dans la position conventionnelle du zéro, c'est-à-dire « à 3 heures ».

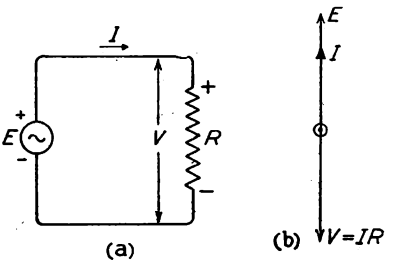


Fig. 5-8. — En a, un circuit alternatif à l'instant où la f. é. m. atteint son maximum positif, et en b les vecteurs correspondants.

De la sorte, on pourrait supposer que toutes les indications de direction et de polarité de la figure 5.8 *a* sont inutiles, et même dénuées de signification, puisque le sens du courant change constamment. Et il est certain que beaucoup de schémas de circuits, accompagnés de leurs vecteurs correspondants, omettent ces indications. Mais c'est parce qu'en les dessinant, on a supposé connues les normes selon lesquelles il est coutumier d'établir une telle schématisation. En général, quelqu'un qui est invité à une réception donnée dans le grand monde sait fort bien d'avance quel genre de tenue il lui faut arborer pour s'y rendre. Ce n'est pas parce qu'il n'en est pas toujours fait mention sur la carte d'invitation qu'il ira au bal de l'ambassade en bleus de mécanicien, bien que l'absence d'indications puisse quelquefois être embarrassante:

s'il se met en habit, et que tout le monde est en tenue de ville... C'est pourquoi, en fait, il est toujours préférable de préciser. Mieux vaut indiquer la direction des courants, même si cela peut paraître inutile à certains, que de laisser place à des suppositions qui risquent d'engendrer l'erreur. Même dans un circuit aussi simple que celui de la figure 5.8 *a*, la manière correcte de tracer les vecteurs *b* dépend de la direction choisie pour l'intensité I, cette direction n'étant basée que sur la coutume toute facultative d'opter de préférence pour une direction qui mène à des valeurs positives.

Pour le comprendre, supposons que la flèche I ait été tracée dans le sens opposé. Cela n'aurait pas été commode, et aurait induit en erreur un débutant; mais cela n'aurait pas nécessairement été faux. Peu commode, parce que cela aurait voulu dire que pour une tension E positive, I aurait été négative. Mais pas faux, parce qu'un courant négatif allant dans un certain sens équivaut à un courant positif allant dans le sens opposé. Cependant, à cause de ce choix, impliquant ce qui vient d'être dit, le vecteur I aurait dû être dessiné dans une direction inverse. Et c'est là l'important : savoir que la direction correcte des vecteurs dépend entièrement des sens relatifs adoptés pour le circuit. Relatifs est le mot, car lorsque tous les facteurs sont renversés, ce qui arrive à chaque alternance, la situation ne change pas pour autant le moins du monde, tout ce qui était positif devenant négatif, et vice-versa.

Dans la figure 5.8, la situation est claire, et le choix le plus convenable est évident. Mais dans des circuits plus complexes, on ne peut toujours voir aisément au départ quel est celui qui donnera des valeurs positives. De plus, nous allons bientôt apprendre que pendant le demi-cycle où la f.é.m. est positive, la règle n'impose aucunement que l'intensité reste constamment de même sens. Même si c'était le cas, il pourrait néanmoins y avoir encore plusieurs f.é.m. en opposition, et plusieurs branches pour le passage du courant. Aussi, bien que dans un circuit où l'on ne trouve qu'une seule f.é.m. et un seul courant, on puisse présumer que ceux-ci soient de même sens, il n'est pas prudent de négliger les indications concernant ce sens, surtout quand les circuits se compliquent. Tant que le circuit et les vecteurs sont d'accord, pas question de se demander si on est dans le vrai ou dans le faux. Nous pouvons choisir, pour autant que nous précisions notre choix.

CHAPITRE VI

LA CAPACITÉ DANS LES CIRCUITS ALTERNATIFS

Courant dans un circuit capacitif.

Le type de circuit qu'il nous faut examiner maintenant est celui que représente la figure 6.1. Si le générateur fournissait une f.é.m. constante, aucun courant ne circulerait, puisque le condensateur constitue une coupure de circuit. Tout ce qui pourrait se produire serait un courant momentané au moment où la f.é.m. serait appliquée, comme le montre la figure 3.6.

Une idée de ce qui est susceptible de se produire quand la f.é.m. est alternative peut être donnée par une expérience comme celle de

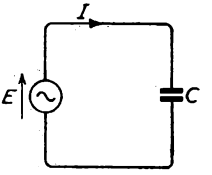


Fig. 6-1. — Circuit constitué d'un générateur et d'une charge purement capacitive.

la figure 3.5, mais en plaçant dans la branche B une batterie de polarité inverse, comme sur la figure 6.2 *a*. En faisant passer le commutateur de A à B et vice-versa, à des intervalles de temps égaux, on produira une tension alternative ayant une forme d'onde carrée (fig. 6.2 *b*). Quand le commutateur est en A, un courant de charge est momentanément débité. Quand on le met en B, un courant semblable circule dans le sens opposé.

Nous savons que, pour une tension donnée, la quantité d'électricité mise en circulation à chaque inversion du commutateur est proportionnelle à la capacité (p. 64). Et il est évident que plus rapidement le commutateur passe d'une position à l'autre (ou autrement dit plus la fréquence est élevée), plus souvent cette quantité d'électricité parcourra le circuit, pendant l'unité de temps, ou en d'autres termes, plus le courant sera intense.

De la sorte, bien que le circuit ait une conductance nulle (ou une résistance infinie) qui fait qu'aucun courant continu n'y peut circuler, une f.é.m. alternative y produit un courant alternatif, *non pas à travers* le condensateur, mais y entrant et en sortant. Et l'intensité du courant dû à une tension donnée dépendra de deux facteurs, qui sont la capacité et la fréquence. Plus ces deux facteurs seront grands, plus intense sera le courant.

Il est facile de vérifier la première de ces affirmations, à savoir qu'une f.é.m. alternative produit un courant dans un circuit interrompu par une capacité : il suffit de prendre un condensateur et de le placer

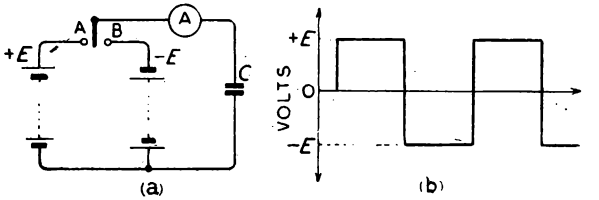


Fig. 6-2. — Si le générateur de la figure 6-1 était constitué par les batteries périodiquement commutées que l'on voit en a, la forme d'onde produite serait b, et le courant (en supposant que le circuit ait une certaine résistance) pourrait se calculer comme à propos de la figure 3-6.

entre les bornes d'un interrupteur de lumière. Prenons par exemple un condensateur de 2 μF pour une ampoule de 40 W (fig. 6.3). La lampe s'allumera et restera allumée tant que le condensateur sera en place. Mais elle éclairera moins qu'au moment où elle est directement branchée sur le réseau.

Forme d'onde du courant dans une capacité.

Considérons maintenant de manière détaillée ce qui se passe dans le circuit de la figure 6.1, et pour cela, traçons le graphique de la f.é.m. instantanée (fig. 6.4), exactement comme pour le circuit résistif, où nous avions supposé une forme d'onde sinusoïdale. Mais, dans le cas présent, nous ne pouvons nous guider sur la loi d'Ohm pour tracer la courbe du courant. Nous possédons néanmoins une relation qui y est similaire (p. 65), $V = Q/C$, dans laquelle V est la d.d.p. aux bornes de C, et Q la charge de C. Cela est vrai à n'importe quel moment, de sorte que nous pouvons l'écrire sous la forme $v = q/C$ pour montrer que nous parlons de valeurs instantanées.

Dans la figure 6.1, v est toujours égal à e, qui est la f.é.m. instantanée. De sorte que nous pouvons dire sans appréhension que lorsque $e = 0$, le condensateur est complètement déchargé, et qu'à tous moments, la charge est exactement proportionnelle à e. Si nous connaissions l'échelle exacte, la courbe de la tension dans la figure 6.3 pourrait

servir à représenter la charge. Mais ce n'est pas tant celle-ci qui nous intéresse que bien plutôt le courant, c'est-à-dire le rythme auquel la charge se produit. Aux points marqués *a*, bien que tension et charge soient à zéro, elles croissent plus vite qu'en n'importe quel autre point

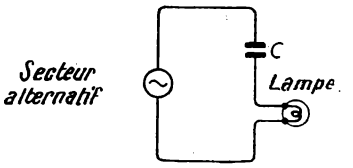


Fig. 6-3. — Un courant circulant sans conduction.

du cycle. Par suite, nous pouvons nous attendre à ce que le courant soit plus grand qu'à n'importe quel autre moment. Aux points marqués *b*, la charge décroît aussi vite qu'elle croissait en *a*, et par conséquent le courant est d'égale intensité, mais de signe et de direction opposés. Aux points marqués *c*, la charge atteint son maximum, mais juste pendant un instant elle ne croît ni ne décroît; son taux d'accroissement ou de diminution est donc égal à zéro, à cet instant, le courant est donc nul lui aussi. Aux points intermédiaires, l'intensité relative du courant peut être déduite de la pente de la courbe « tension » (et charge). En joignant tous les points, on obtient une courbe du courant de forme semblable à celle qui est tracée en pointillé.

Si ce travail a été fait avec soin, il apparaît clairement que le courant est, lui aussi, sinusoïdal, comme dans le circuit résistif, mais déphasé — en avance d'un quart de cycle (90°) sur la tension.

En faisant cette découverte, les néophytes sont souvent stupéfaits. « Comment, disent-ils, le courant peut-il être en avance sur la tension? Comment fait-il pour savoir que la tension va arriver, un quart de

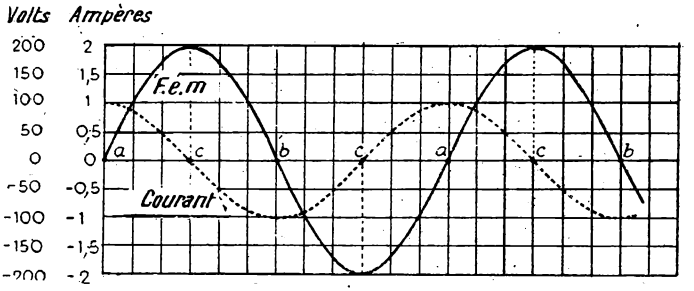


Fig. 6-4. — F. é. m. et courant concernant la figure 6-1, laquelle correspond à la figure 5-2.

cycle plus tard?» C'est ce qui s'appelle créer la difficulté, en pensant (avec la loi d'Ohm) que c'est la tension maximum qui produit l'intensité maximum; car ce n'est pas le cas : l'intensité maximum est causée par la *variation* de tension la plus rapide.

La « loi d'Ohm » des condensateurs.

Ce qu'il nous faut connaître, c'est le moyen de prévoir quelle sera l'intensité du courant, connaissant les valeurs des éléments du circuit. Nous savons déjà (p. 65) qu'une tension de 1 V placée aux bornes d'un condensateur de 1 F y fera pénétrer une charge de 1 coulomb. Par conséquent, si la tension croissait à raison de 1 V par seconde, la charge augmenterait d'un coulomb par seconde. Mais nous savons aussi que 1 coulomb par seconde, c'est 1 ampère. Donc, nous pouvons mettre notre équation de base ($Q = VC$) sous la forme

$$\text{Ampères} = \text{Volts par seconde} \times \text{Farads.}$$

Le problème est maintenant de savoir comment calculer les volts par seconde. Pour une f.é.m. alternative, la difficulté provient du fait qu'il s'agit là d'un facteur qui varie constamment. Ce qu'il nous faut faire, c'est choisir le moment où il passe par son maximum, c'est-à-dire le point *a* du cycle, dans la figure 6.4. Cela nous donnera la valeur de pointe du courant, d'où découlent toutes les autres valeurs (p. 90).

En revenant à la figure 5.5, nous nous rappellerons sans doute qu'une révolution de P autour de O représente un cycle d'une tension alternative, la longueur OP étant fixée de manière à représenter la valeur de pointe de la tension, et la longueur PQ, laquelle évidemment varie sans cesse, la tension instantanée. Quand P est sur la ligne de départ, comme sur la figure 5.4, la longueur de PQ est nulle, mais elle croît selon la vitesse de rotation de P autour de O. La distance parcourue par P pendant un cycle est 2π fois la longueur OP. Et comme la fréquence est de 50 Hz, il parcourt cette distance 50 fois par seconde. Sa vitesse est par conséquent égale à 2π fois OP $\times$ 50. En termes plus généraux, si f est la fréquence en cycles par seconde (ou périodes, ou Hz), la vitesse de rotation de P autour de O est égale à OP $\times$ $2\pi f$. Puisque OP représente E_{max}, nous pouvons dire que le parcours de P représente $2\pi f E_{max}$ volts par seconde (fig. 6.5). Mais nous venons de voir qu'il représente aussi le taux maximum pour lequel PQ (la tension instantanée) croît. Ainsi, en adaptant ce nouveau renseignement à notre équation, nous obtenons :

$$I_{max} = 2\pi f E_{max} C$$

où I est en ampères, E en volts, et C en farads. Et, du fait que I_{max} et E_{max} sont tous deux respectivement égaux à $\sqrt{2}$ fois I et E (les valeurs efficaces), il est également juste d'écrire :

$$I = 2\pi f EC$$

Ce qui peut être transcrit sous la forme de :

$$\frac{E}{I} = \frac{1}{2\pi f C}$$

formule qui nous rappelle singulièrement une de celles de la loi d'Ohm :

$$\frac{E}{I} = R$$

où nous voyons que tout est semblable, excepté que $1/(2\pi f C)$ prend la place de R dans le rôle de facteur limitatif de l'intensité. Et ainsi, quoique $1/(2\pi f C)$ soit physiquement quelque chose qui diffère totalement de la résistance, pour les besoins du calcul c'est un facteur équivalent, qu'il est normal d'exprimer également en ohms. Néanmoins afin de marquer la différence, il est nommé *réactance*. Pour éviter d'avoir

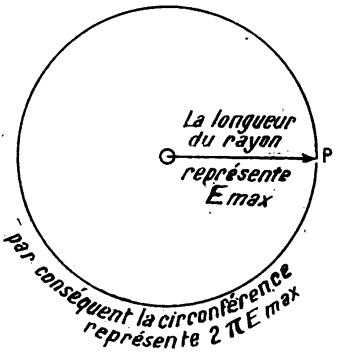


Fig. 6-5. — De ce schéma, on peut déduire que le taux maximum de montée de E est $2\pi f E_{max}$ V/s.

à reproduire constamment l'expression $1/(2\pi f C)$, qui est plutôt encombrante dans les équations, on la remplace par le symbole « X ». La « loi d'Ohm » convenant au circuit de la figure 6.1 peut par conséquent être exprimée sous la forme simplifiée :

$$\frac{E}{I} = X \quad \text{ou} \quad I = \frac{E}{X} \quad \text{ou} \quad E = IX.$$

A titre d'exemple, calculons la réactance que notre condensateur de 2 μF oppose à une source de 50 Hz : elle est égale à $1/(2\pi \times 50 \times 2 \times 10^6) = 1590\ \Omega$. Si la tension du réseau est de 220 V, l'intensité sera de $220/1590 = 0{,}138$ A.

Notons que la réactance capacitive porte aussi le nom de *capacitance*.

Capacités en série et en parallèle.

Le raisonnement qui nous a amenés à conclure que la capacité existant entre des plaques parallèles est proportionnelle aux surfaces en regard (p. 67) nous amène aussi à dire que les capacités en paral-

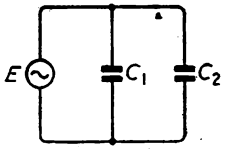


Fig. 6-6. — Dans ce circuit, la capacité de C_1 et C_2 est égale à $C_1 + C_2$.

lèle s'additionnent exactement comme les résistances en série. Nous pouvons arriver à la même déduction par un raisonnement algébrique très simple, qui se base sur le comportement de la capacité vis-à-vis d'une tension alternative. La figure 6.6 représente une source de tension alternative reliée à deux condensateurs en parallèle. Les courants

respectifs sont $E \times 2\pi f C_1$ et $E \times 2\pi f C_2$. Le courant total est donc $E \times 2\pi f (C_1 + C_2)$, ce qui équivaut au courant débité dans un seul condensateur dont la capacité serait égale à $C_1 + C_2$.

Nous avons vu aussi (p. 67) que, si on divise un condensateur en interposant une troisième plaque à mi-distance entre ses deux armatures, la capacité existant entre cette plaque et l'une ou l'autre des armatures est double de celle du condensateur composé des deux armatures primitives. En d'autres termes, la capacité de deux condensateurs égaux branchés en série est égale à la moitié de la capacité de chacun d'entre eux.

Examinons maintenant le cas plus général de deux condensateurs quelconques branchés en série.

Si X_1 et X_2 sont respectivement les réactances de C_1 et C_2 (fig. 6.7), leur réactance globale, X, est : $X_1 + X_2$, comme dans le cas des résistances en série. En écrivant d'abord l'équation $X = X_1 + X_2$ et en remplaçant chaque X par sa valeur connue, équivalant à $1/(2\pi f C)$, nous arrivons à déduire que

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

c'est-à-dire que l'inverse de la capacité totale est égal à la somme des inverses des capacités individuelles.

Ainsi donc, la règle des condensateurs en série est identique à celle des résistances en parallèle. De la manière dont ce résultat a été obtenu, on peut déduire que la loi s'applique non seulement à deux condensateurs, mais aussi à n'importe quel nombre de conden-

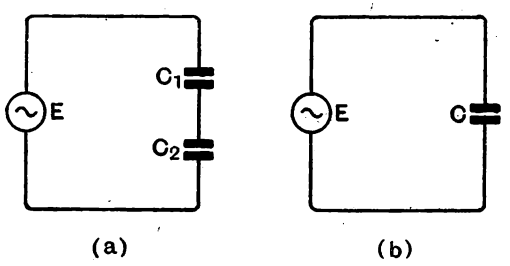


Fig. 6-7. — Si le condensateur C (en b) doit prélever le même courant que C_1 et C_2 en série (en a), sa capacité doit être égale à $1/(1/C_1 + 1/C_2)$.

sateurs en série. Il en découle ceci : si des condensateurs sont branchés en série, le capacité totale est toujours inférieure à celle du plus petit d'entre eux.

Quand il ne s'agit que de deux condensateurs, la formule peut, comme dans le cas des résistances (p. 49), se simplifier, prenant alors la forme :

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Puissance dans un circuit capacitif.

La figure 6.4 a été dessinée pour correspondre à la figure 5.2 en ce qui concerne la tension et le courant de pointe. La seule différence est que le courant est en avance de 90°. Complétons maintenant la

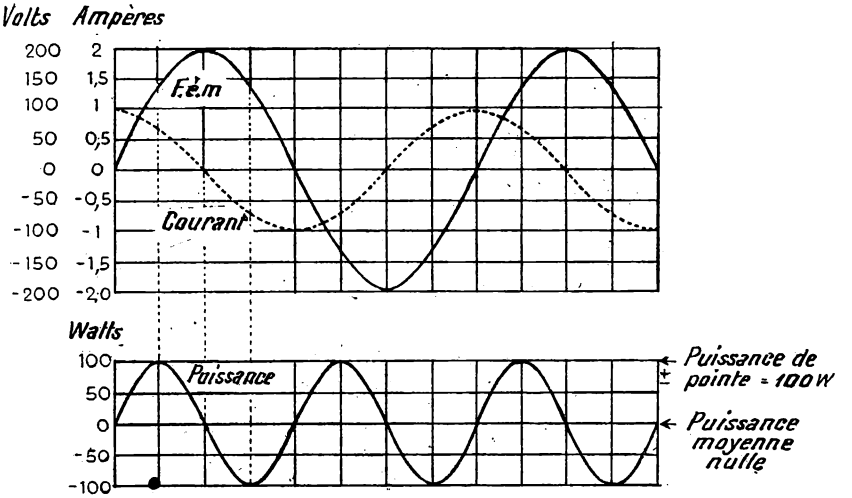


Fig. 6-8. — Cette figure (graphique du courant et de la tension pour une charge capacitive) reproduit la figure 6-4, avec, en addition, dans le bas, la courbe de la puissance.

figure en calculant la puissance pour un nombre de points assez important pour pouvoir tracer la courbe correspondante (fig. 6.8). Du fait du décalage de phase entre E et I, on trouve dans le cycle des points où ils sont de signes contraires, ce qui donne pour la puissance un chiffre négatif.

En fait, la puissance suit des alternances positives et négatives exactement comme E et I, à part que la fréquence est doublée. De ce fait, si l'on considère un cycle complet, la puissance étant mi-positive, mi-négative, le total est zéro. Comme nous appliquons le signe + au courant positif (qui traverse le générateur dans la direction du potentiel positif), la puissance positive est donc de la puissance qui sort du générateur, et la puissance négative est de la puissance qui lui est restituée (p. 61).

La courbe de la puissance dans la figure 6.8 montre que si une capacité pure prélève du courant sur un générateur alternatif, elle n'absorbe néanmoins aucune puissance de manière définitive; elle ne fait qu'en emprunter, deux fois par cycle, pour la restituer aussitôt, avec une promptitude qui devrait servir de modèle aux emprunteurs humains.

La preuve nous en est donnée par le condensateur placé en série avec la lampe (fig. 6.3). Le filament de la lampe s'échauffe, ce qui montre qu'il dissipe de la puissance électrique, cependant que le condensateur, traversé par le même courant, reste parfaitement froid.

Capacité et résistance en série.

La figure 6.9 est un exemple du type de circuit que nous allons étudier à présent : C et R en série. Nous connaissons le moyen de calculer les relations (valeur et phase) liant tension et courant dans chacun de ces éléments pris séparément. Quand ils sont placés en série, le même courant devra circuler dans les deux, et ce courant ne peut être à la fois en phase avec la tension du générateur et en avance sur elle de 90°. Mais il est tout à fait possible — et en fait essentiel — que le courant soit en phase avec la tension aux bornes de la résistance, et en avance de 90° sur la tension aux bornes du condensateur. Ces deux tensions, qui de toute évidence doivent être déphasées de 90° l'une par rapport à l'autre, doivent, quand on les additionne, former un total égal à la tension du générateur. Nous avons déjà additionné des tensions de phases différentes, et ce par deux méthodes (fig. 5.3 et 5.7), de sorte que le problème est pour nous partiellement résolu.

Du fait que le courant (et non la tension) est commun aux deux éléments du circuit, il sera plus commode de renverser le processus que nous avions adopté jusqu'ici, et, prenant le courant pour point

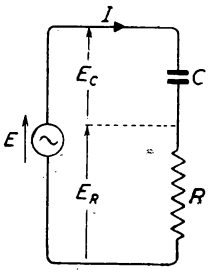


Fig. 6-9. — Pour trouver le courant I causé par la tension E dans un circuit comprenant C et R en série, il est utile de décomposer E en deux fractions, dont chacune produit un courant I dans les éléments C et R séparés.

de départ, découvrir la f.é.m. nécessaire à l'engendrer. Quand, de cette manière, nous aurons obtenu la clé des circuits de cette espèce, nous pourrons facilement l'employer à calculer le courant résultant d'une f.é.m. donnée.

Pour abréger, nommons E_C et E_R les f.é.m. respectivement aux bornes de C et de R (fig. 6.9). Nous pourrions évidemment représenter E_C et E_R sur un graphique où, en additionnant les deux ondes, nous arriverions à tracer la courbe de la tension E, f.é.m. du générateur, puis à la comparer à la courbe du courant. Mais comme nous nous sommes donné la peine d'apprendre la méthode beaucoup plus rapide des vecteurs, qui fournit les mêmes résultats, nous pouvons aussi l'employer. (Si la méthode des vecteurs ne nous paraît pas convaincante, rien ne nous empêche d'employer la méthode graphique.)

Pour commencer, il faut tracer le vecteur I (fig. 6.10) en lui donnant la longueur (quelconque) qui représente l'intensité du courant. Comme nous ne considérons que les phases *relatives*, nous pouvons le tracer dans n'importe quelle direction. Le vecteur E_R sera tracé dans la même direction, de manière à représenter le fait que, dans une résistance, le courant est en phase avec la f.é.m. Sa longueur représente la valeur de la f.é.m. (= IR) à une échelle convenable et qu'on se sera fixée. La longueur du vecteur E_C représente $E_C = IX = I/(2\pi f C)$ à la même échelle, et, sachant que le courant est en avance de 90°

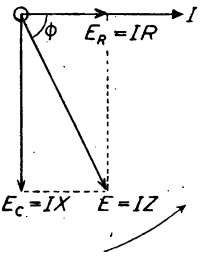


Fig. 6-10. — Diagramme vectoriel se rapportant à la figure 6-9. E_R est en phase avec I, mais E_C retarde de 90°. E est la somme vectorielle de E_R et E_C et retarde sur I de l'angle Φ.

sur cette tension, nous devons tracer ce vecteur à 90° sous le vecteur représentant le courant. A ce moment, il est facile de tracer le vecteur E, et de connaître, par conséquent, sa grandeur et sa phase, comme nous l'avons expliqué à propos de la figure 5.7.

Impédance.

Un terme spécial nous est nécessaire pour étiqueter la nouvelle propriété que possède le circuit en question, propriété qui consiste à limiter d'une certaine manière le passage d'un courant électrique. *Résistance* convient à R, et *réactance* à C; une combinaison des deux est nommée *impédance*. Le symbole correspondant est « Z ». La réactance et la résistance elles-mêmes ne sont que des cas particuliers d'impédance. Nous allons donc nous trouver en présence d'une nouvelle relation analogue à celles qui expriment la loi d'Ohm, et qui, elle, peut englober les trois cas dont nous venons de parler; cette relation est :

$$I = \frac{E}{Z}$$

Bien que Z soit la combinaison de R et de X, il serait faux de dire: Z = R + X. Supposons en effet que, dans la figure 6.9, C soit le condensateur de 2 μF dont nous avons déjà calculé la réactance, laquelle est égale à 1590 Ω à 50 Hz, et que R ait, en chiffres ronds, une valeur de 1000 Ω; de plus, fixons I à une valeur de 0,1 A. Dans ce cas, E_R doit être égale à 100 V et E_C à 159 V. Si les vecteurs ont des longueurs bien proportionnelles aux données qu'ils représentent, nous pouvons constater, en mesurant le vecteur E, que cette tension est de 188 V, de sorte que la valeur de Z doit être de 1880 Ω, valeur

qui est loin du total de 1590 + 1000. Il paraît évident que, sur la figure 6.10, les trois vecteurs représentant les tensions pourraient, dessinées à une échelle convenable, représenter aussi bien les impédances. Dès lors, comme ces trois vecteurs forment un triangle rectangle, nous savons, d'après le célèbre théorème de Pythagore, que $Z^2 = R^2 + X^2$, ce qui veut dire que

$$Z = \sqrt{(R^2 + X^2)}$$

De la sorte, nous avons la possibilité de calculer Z par un nouveau moyen, qui est tout bonnement l'arithmétique, au lieu de devoir dessiner — à une échelle précise — des formes d'ondes ou des vecteurs. Comme les tensions sont proportionnelles aux impédances,

$$E = \sqrt{(E_R^2 + E_C^2)}$$

L'angle représentant le déphasage (en avance) de I par rapport à E dans la figure 6.10 est désigné par φ, qui est le symbole communément utilisé pour indiquer une différence de phase. C'est la lettre grecque « phi » minuscule. (Nous avons employé la majuscule, Φ, pour désigner le flux magnétique.) Ceux qui connaissent la trigonométrie verront immédiatement que $\varphi = X/R$.

Quand les valeurs de C et de R sont connues, ainsi que la fréquence, nous avons donc le choix entre trois méthodes pour trouver la valeur de l'impédance et le déphasage entre courant et tension. De

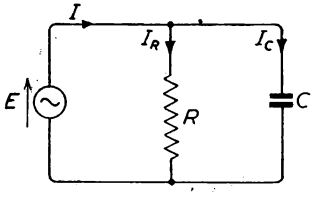


Fig. 6-11. — Les deux courants I_R et I_C, dans le circuit ci-dessus, sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 90°.

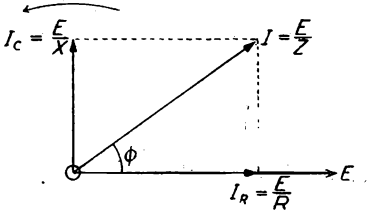


Fig. 6-12. — Graphique se rapportant à la figure 6-11.

même, connaissant le courant ou la tension, nous pouvons trouver le facteur manquant. Bien que la méthode consistant à dessiner les ondes pour additionner des tensions déphasées soit la plus fastidieuse à appliquer, c'est certainement elle qui fait voir le plus clairement la raison pour laquelle la tension totale est inférieure à la somme des composantes : celles-ci n'atteignent pas au même moment leur valeur de pointe.

D'après ce que nous avons déjà dit à propos de la puissance dans les circuits alternatifs, il est évident que dans la figure 6.9, par exemple, le nombre des watts dissipés est obtenu en multipliant I par E_R (*et non par* E), de sorte que ce n'est qu'une partie seulement des volts-ampères

(EI) fournis par le générateur qui représente de la puissance réellement débitée.

Capacité et résistance en parallèle.

La résolution du problème posé par les circuits du type que représente la figure 6.11 nous amène à retourner à la pratique qui consiste à prendre pour point de départ la tension E, parce qu'elle est commune aux deux éléments considérés. Et, en somme, nous agissons exactement

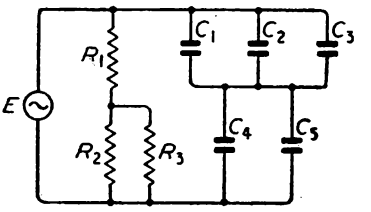


Fig. 6-13. — Exemple d'un circuit complexe qui peut se réduire à la figure 6-11, en appliquant les règles des condensateurs et des résistances en série et en parallèle.

comme nous l'avons fait pour le circuit série, à cela près que courants et tensions ont changé de place. Nous avons à présent deux courants, I_R et I_C, l'un en phase et l'autre en avance sur E de 90°. En adoptant les méthodes déjà énoncées, nous trouvons que

$$I = \sqrt{(I_R^2 + I_C^2)}$$

Les vecteurs qui les représentent (fig. 6.12) forment une figure analogue à celles que nous avons déjà étudiées; elle ne nécessite aucune explication spéciale.

Il est un peu plus compliqué, néanmoins, de calculer l'impédance, parce que les courants sont inversements proportionnels aux impédances à travers lesquelles ils circulent. Ainsi,

$$1/Z = \sqrt{(1/R^2 + 1/X^2)}$$

ou encore

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X^2}}}$$

ce que l'on peut simplifier en l'écrivant sous la forme:

$$Z = \frac{RX}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

Cette formule est à rapprocher de celle qui a été établie pour deux résistances en parallèle (p. 49).

Il convient de souligner que cette addition de carrés s'applique *uniquement* aux circuits dans lesquels les deux courants (ou tensions)

sont *exactement* déphasés de 90°, ce qui est le cas lorsque l'un des éléments est une pure résistance et l'autre une pure réactance. Le problème qui consiste à combiner des impédances en série, qui sont déjà elles-mêmes des combinaisons de résistance et de réactance en parallèle (ou vice-versa), est trop compliqué pour que nous l'abordions maintenant. Cependant, un circuit comme celui de la figure 6.13 est justiciable des règles que nous connaissons déjà. On peut réduire R_2 et R_3 à une résistance simple de valeur équivalente (p. 50) qui vient s'additionner à R_1. De même, C_1, C_2 et C_3 s'additionnent tout simplement, de même que C_4 et C_5, et les capacités résultantes, se trouvant en série, se réduisent à un élément simple (p. 104). Le circuit est alors ramené à celui de la figure 6.11.

CHAPITRE VII

L'INDUCTANCE DANS LES CIRCUITS ALTERNATIFS

Courant dans un circuit inductif.

Bien que le magnétisme, phénomène qui engendre l'inductance, soit en bien des points différent de l'électrostatique, laquelle donne naissance à la capacité, il nous sera utile de souligner l'analogie assez étroite qui existe entre ces dernières : inductance et capacité sont pareilles à deux partenaires opposés, de sorte que le présent chapitre risque de paraître, sur plus d'un point, une répétition du précédent — à part certaines situations de base complètement renversées.

Nous avons déjà noté quelques similitudes frappantes, et aussi quelques différences existant entre la capacité et l'inductance (p. 86). Il est possible, par exemple, en comparant les figures 3.6 et 4.9, de voir l'échange de rôles qui survient entre courant et tension. L'expérience très simple de la figure 6.2 nous a montré que, dans un circuit composé d'un condensateur en série avec un générateur d'ondes carrées, l'intensité du courant augmentait avec la fréquence, en commençant par être nulle à la fréquence zéro. Ce fait a été confirmé en examinant de manière plus détaillée un circuit (fig. 6.1) comportant un générateur d'ondes sinusoïdales, examen qui nous a montré que le courant était exactement proportionnel à la fréquence.

Si maintenant nous comparons la figure 4.9 à la figure 3.6, nous pouvons penser que le contraire se produira avec l'inductance. A la fréquence zéro, celle-ci ne présente aucune opposition au passage du courant ; mais quand on lui applique une tension alternative de fréquence élevée, le courant a trop peu de temps pour croître (à un taux qui dépend de l'inductance) avant de se casser le nez sur l'alternance opposée, qui le force à faire promptement demi-tour. La manière progressive dont le courant s'établit est, on s'en souvient, due au champ magnétique créé par ce courant lui-même, qui engendre une f.é.m. opposée à celle qui le fait circuler. Cela ressemble à ce qui se produit quand vous poussez une lourde voiture et que progressivement elle se met à

rouler. Si vous vouliez l'ébranler par petites poussées rapides, elle ne bougerait pratiquement pas.

Forme d'onde du courant dans un circuit inductif.

Pour connaître la valeur exacte du courant qu'une tension alternative donnée fait circuler dans une inductance donnée (fig. 7.1), nous possédons la formule de base (p. 80) qui nous dit :

$$\text{Volts} = \text{Ampères/seconde} \times \text{Henrys}.$$

Il peut paraître difficile de tirer directement de là ce que nous désirons savoir. Par suite, mieux vaudra envisager la question à rebours, en commençant avec un courant sinusoïdal, et en cherchant quelle tension sera nécessaire pour le faire circuler. La courbe en pointillé de la figure 7.2 représente un tel courant pendant un cycle entier. Au point de départ (*a*), le courant est nul, mais il s'accroît plus vite qu'à n'importe quel autre moment. Donc, les ampères-seconde passent alors par un maximum, et la tension doit par conséquent faire de même. Après une alternance (*b*), le courant passe de nouveau par zéro, et change au même taux, mais cette fois en *décroissant*, ce qui fait que la tension passe par un maximum *négatif*. A mi-chemin (*c*), le courant est à son maximum, mais comme à ce moment il ne s'accroît ni ne diminue, la tension doit évidemment être nulle. Et ainsi de suite. Si nous traçons complètement la courbe du courant, comme nous l'avons fait pour la figure 6.4, nous trouvons qu'il est également sinusoïdal. Cela est très heureux pour nous, car nous pouvons dire alors que si la tension sinusoïdale représentée par la courbe était appliquée à une inductance, le courant résultant serait celui — de forme sinusoïdale — que représente cette même courbe.

La « loi d'Ohm » de l'inductance.

Nous avons déjà constaté (p. 102), que si une f.é.m. alternative E, de fréquence f, est sinusoïdale, sa tension efficace (en volts par seconde) est $2\pi f$ E. La méthode s'applique également au courant, de sorte que l'intensité efficace (en ampères par seconde) est $2\pi f$ I. Si nous appliquons ce fait à notre formule de base, nous obtiendrons :

$$E = 2\pi f IL$$

Dans cette formule, L est l'inductance en henrys.

Ce que nous désirions trouver était l'intensité engendrée par une f.é.m. déterminée ; pour cette fin, nous écrirons l'équation sous une forme plus appropriée, qui est :

$$I = \frac{E}{2\pi f L}$$

Une fois de plus, nous retrouvons la forme d'une des équations de la

loi d'Ohm, dans laquelle $2\pi fL$ a pris la place de R. Ce « $2\pi fL$ » peut par suite être également compté en ohms, et, de même que $1/(2\pi fC)$, on le nomme *réactance*, et on le désigne par le symbole « X ». Chaque fois qu'il est nécessaire de distinguer la réactance inductive de la réac-

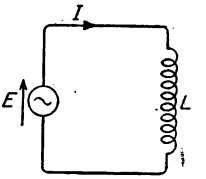


Fig. 7-1. — Circuit constitué d'un générateur alternatif et d'une charge purement inductive.

tance capacitive, on les désigne respectivement par X_L et X_C, X étant le symbole général de la réactance. Rappelons que la réactance capacitive est souvent appelée capacitance. Et l'on réserve volontiers le nom d'*inductance* à la réactance inductive.

Une question peut maintenant se présenter à notre esprit: peut-on, dans un même circuit, additionner X_L et X_C comme de simples résistances? La réponse à cette question est d'une telle importance que nous devons la reporter au chapitre suivant.

En attendant, notons que X_L est proportionnelle à f, tandis que X_C est proportionnelle à $1/f$; cela traduit exactement ce que nos premières expériences nous avaient conduits à supposer quant aux manières opposées dont la fréquence affecte le courant engendré par une tension déterminée.

Un exemple pourra nous aider à saisir ce dont il s'agit. Quelle est la réactance d'un bobinage de 2 H à 50 Hz? Cette réactance est $X = 2\pi fL = 2\pi \times 50 \times 2 = 628\ \Omega$. Pour une tension de 230 V, l'intensité sera $230/628 = 0{,}366$ A.

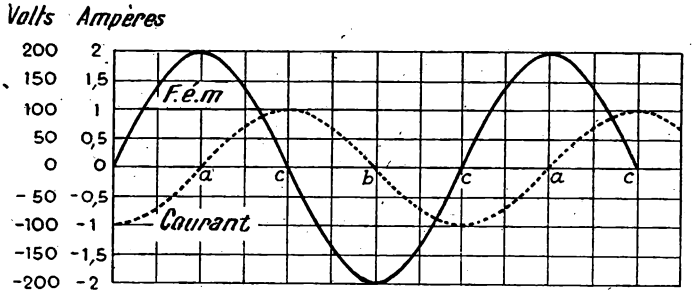


Fig. 7-2. — Graphique de la f. é. m. et du courant pour la figure 7-1, dessiné pour correspondre aux figures 5-2 et 6-4.

Le multiple $2\pi f$ se présente si souvent dans les calculs d'électricité qu'on a adopté, pour le remplacer, un symbole spécial qui est la lettre grecque ω (oméga minuscule), qu'il ne faut pas confondre avec l'oméga majuscule (Ω) qui désigne la résistance.

Inductances en série et en parallèle.

Nous avons vu plus haut que l'impédance réactive d'une inductance est directement proportionnelle à la valeur de cette inductance, tandis que la réactance capacitive (capacitance) est proportionnelle à l'inverse (1/C) de la capacité. En cela, l'impédance se comporte comme la résistance, de sorte que l'on peut combiner les impédances comme des résistances. Deux inductances L_1 et L_2 placées en série équivalent une simple inductance de valeur $L_1 + L_2$. Les impédances en parallèle obéissent à la loi réciproque :

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}, \text{ ou encore } L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$$

On peut aisément vérifier ces principes en additionnant les réactances quand elles sont en série, et les courants quand les inductances sont en parallèle. Les règles ci-dessus sont néanmoins soumises à une importante condition : il faut que les bobinages soient disposés de manière que leur inductance mutuelle (dite encore couplage magnétique), (p. 86), soit négligeable. Si, entre deux bobinages d'inductances L_1 et L_2, existe une certaine inductance mutuelle M, l'inductance totale qu'elles donneront étant branchées en série sera $L_1 + L_2 + 2M$ ou $L_1 + L_2 - 2M$, selon qu'elles seront placées de manière que leurs champs magnétiques s'additionnent ou se retranchent. La raison pour laquelle on a 2M et non M est que chaque bobine réagit sur l'autre, de sorte que l'effet du couplage se trouve doublé.

Dans le cas de deux inductances en parallèle, on peut établir, à partir de la formule concernant les inductances non couplées, la formule suivante :

$$L = \frac{(L_1 \pm M)(L_2 \pm M)}{L_1 + L_2 \pm 2M}$$

dans laquelle le signe $\pm$ signifie + ou —.

Notons qu'une complication du même ordre survient quand un couplage capacitif se produit entre deux condensateurs ; mais, dans la construction usuelle, ce couplage prend rarement une valeur telle qu'il faille en tenir compte.

Puissance dans un circuit inductif.

Si nous comparons les figures 6.4 et 7.2, nous voyons tout de suite une différence ; tandis que le courant, dans le circuit capacitif, est en avance d'un quart de cycle (90°) sur la tension, dans le circuit inductif il est *en retard* de la même quantité.

Si vous désirez faire un peu d'exercice, vous pouvez vous amuser à calculer la puissance instantanée à un certain nombre d'intervalles, tout au long d'un cycle, dans la figure 7.2, et ensuite dessiner une

courbe de la puissance, pareille à celle de la figure 6.8. Mais le même résultat peut être obtenu plus simplement en inversant l'échelle des temps dans cette même figure 6.8, de manière à ce qu'elle se lise de droite à gauche.

Ainsi, si on excepte le changement survenu dans les relations de phases, la puissance, dans un circuit purement inductif, est la même que dans un circuit capacitif. En effet, la puissance totale absorbée pendant la durée d'un cycle est nulle, pour la raison que, pendant la moitié du temps, le générateur débite de la puissance pour créer un

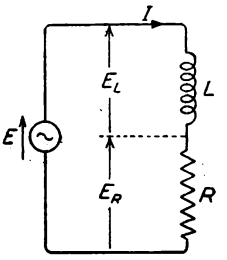


Fig. 7-3. — Ce circuit peut être comparé à celui de la figure 6-9.

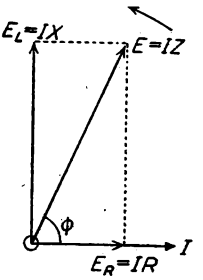


Fig. 7-4. — Diagramme concernant la figure 7-3.

champ magnétique, tandis que, pendant l'autre moitié, l'énergie emmagasinée dans ce champ magnétique se transforme en puissance électrique qui est restituée au générateur.

Dans l'exemple déjà cité, où 230 V faisaient circuler 0,366 A à travers 2 H, le produit de 230 par 0,366 ne représente pas des watts dissipés dans le circuit (comme dans le cas d'une résistance) mais des volts-ampères que l'inductance et le générateur se renvoient à la façon d'une balle, tels deux joueurs de tennis, au rythme de cent coups de raquette par seconde.

Une expérience similaire à celle de la figure 6.3 peut facilement être réalisée en employant une bobine de quelques henrys à la place du condensateur. Si vous tentez la chose, vous aurez probablement la surprise de constater que la bobine s'échauffe quelque peu; cet échauffement provient de ce que votre bobine n'est pas une inductance pure. Tandis que les connexions et les armatures ont une résistance tout à fait négligeable par rapport à la réactance d'un condensateur, la résistance du fil d'un bobinage est, par contre, quelque chose de très appréciable. Et, bien que la résistance et l'inductance d'un bobinage ne puissent pas plus être séparées que le corps et l'âme d'un être vivant, il est permis, pour aider aux considérations théoriques, de les représenter comme deux éléments séparés, placés en série (fig. 7.3).

Inductance et résistance en série.

R, dans la figure 7.3, représente donc la résistance du bobinage dont l'inductance est représentée par L, plus toute autre résistance éventuel-

lement présente dans le circuit. Ce circuit peut se traiter exactement de la même manière que celui de la figure 6.9. E_L est la f.é.m. nécessaire à faire circuler à travers L un courant sinusoïdal I, et se trouve exactement égale à la f.é.m. en opposition produite par le flux magnétique alternatif traversant les spires. E_R est, comme précédemment, la f.é.m. qui fait circuler à travers R la même intensité. E_L et E_R sont obligatoirement déphasées l'une par rapport à l'autre de 90°, attendu que I, s'il est en phase avec E_R, est en retard sur E_L de 90°. De sorte qu'on ne peut additionner directement E_L et E_R pour obtenir E, mais qu'il faut procéder comme nous l'avons fait dans le cas de la figure 6.9,

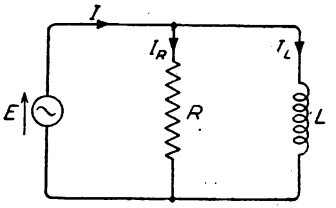


Fig. 7-5. — Comme dans la figure 6-11, les courant I_R et I_L sont déphasés de 90°, la seule différence étant qu'ici le courant réactif I_L est en retard de 90° sur I_R.

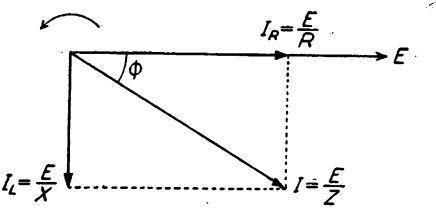


Fig. 7-6. — Diagramme se rapportant à la figure 7-5.

au moyen de la formule $E = \sqrt{(E_R^2 + E_L^2)}$. Le diagramme vectoriel sera évidemment le même, à part que le courant est en retard sur E_L au lieu d'être en avance sur E_C; comparez la figure 7.4 à la figure 6.10.

De la même manière, l'impédance du circuit est $Z = \sqrt{(R^2 + X^2)}$.

Inductance et résistance en parallèle.

Le circuit de la figure 7.5 correspond à celui de la figure 6.11, et son impédance est obtenue par la même méthode, savoir en combinant les courants de chaque branche, mais en se rappelant que cette fois, le courant réactif est *en retard* de 90°. A cette exception près, la figure 7.6 est de la sorte semblable à la figure 6.12. Nous trouvons pour le courant total $I = \sqrt{(I_R^2 + I_L^2)}$ et, du fait que les impédances sont inversement proportionnelles aux courants, $1/Z = \sqrt{(1/R^2 + 1/X^2)}$, ce qui donne comme précédemment:

$$Z = \frac{RX}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

Ces calculs donnent uniquement les valeurs des impédances, sans tenir compte de l'angle de phase, ni du fait qu'il peut être en avance ou en retard. De sorte que pour donner les renseignements en entier, un complément d'indications est nécessaire.

Les livres spécialisés s'étendent démesurément sur ce genre de circuits et les calculs qui les concernent. Pour nous, avant de nous attaquer à des matières plus coriaces, nous ferons bien d'avoir au moins saisi nettement le sens de ce qui a été exposé dans les deux derniers chapitres. Les résultats les plus importants de ces exposés peuvent se résumer dans le tableau ci-dessous :

Impédance Z ohms	Résistance R ohms		Courant en phase avec f.é.m.
	Réactance X ohms	Capacitive.. $X_C = 1/(2\pi f C)$	En avance de 90° sur f.é.m.
		Inductive.... $X_L = 2\pi f L$	En retard de 90° sur f.é.m.
	Impédance de R et X	En série	$Z = \sqrt{R^2 + X^2}$
		En parallèle	$Z = \dfrac{RX}{\sqrt{(R^2 + X^2)}}$

Ajoutons à cela que le point le plus important n'est pas d'apprendre par cœur des résultats, mais surtout de comprendre les méthodes par lesquelles on les a obtenus, de manière à être capable de résoudre par la suite des problèmes analogues.

Transformateurs.

Page 86, nous avons fait rapidement connaissance avec le transformateur, engin utilisé dans d'innombrables dispositifs électriques et radio-électriques. Son mode de fonctionnement, dans les grandes lignes, peut se comprendre si on étudie le circuit très simple que représente la figure 7.7 *a*.

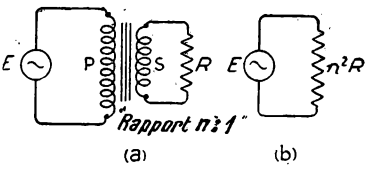


Fig. 7-7. — Transformateur à noyau de fer prélevant du courant sur le générateur E, et en fournissant sous une tension E/n à la charge R. En supposant que l'on ait affaire à un transformateur parfait, b est l'équivalent de a du point de vue du générateur.

On a supposé, pour éviter des complications, que les enroulements étaient dépourvus de résistance propre. Le noyau de fer a pour fonction non seulement d'accroître le flux magnétique, et partant la f.é.m. engendrée par un courant donné, mais aussi de le canaliser et de faire qu'il traverse bien, et pratiquement en totalité, tout à la fois le primaire et

le secondaire (p. 81). Nous verrons ultérieurement que, bien souvent, les transformateurs pour courants à haute fréquence n'ont pas de noyau de fer, et qu'une partie seulement du champ magnétique produit par l'un des enroulements traverse effectivement l'autre ; en d'autres termes *le couplage est lâche.* Mais pour l'instant, il nous sera plus commode de supposer que le taux de couplage est de 100 %.

Pour commencer, examinons ce qui se produit quand la résistance R n'est pas branchée. Comme il n'y a pas de résistance dans le circuit primaire, la f.é.m. du générateur ne rencontre en opposition que la tension engendrée par la variation du flux magnétique. La situation est exactement semblable à celle que nous avons décrite à propos de la figure 7.1 : la charge est purement inductive. Le diagramme vectoriel est semblable à celui de la figure 7.8 *a*, où I_m désigne le courant. Comme nous l'avons vu (p. 114), celui-ci est en retard de 90° sur la f.é.m. E qui est appliquée, et il produit un flux Φ en phase avec lui. C'est ce flux qui produit la f.é.m. E_p, laquelle, afin de prévenir tout accroissement ultérieur de courant, doit automatiquement être égale et opposée à E.

L'obtention d'un flux suffisant requiert un certain nombre d'ampères-tours. Celui-ci est bien moindre avec un noyau de fer que sans noyau. Si le nombre de tours est considérable, le courant est faible. On l'appelle *courant magnétisant.*

Que fait pendant ce temps l'enroulement secondaire? La résistance R n'étant pas branchée, le circuit est interrompu et par conséquent, aucun courant n'y peut circuler. Mais du fait que, selon notre convention, tout le flux magnétique produit par le primaire traverse également le secondaire, une f.é.m. apparaît aux extrémités de celui-ci, f.é.m. qui est proportionnelle au nombre de spires de cet enroulement. Si la f.é.m. produite dans le primaire est E_p et que le secondaire comprend n fois moins de spires, la tension à ses bornes sera $E_s = E_p/n = -E/n$.

Supposons par exemple que P soit connecté à une source de 200 V. Le courant magnétisant s'accroît jusqu'à ce que le flux alternatif engendré soit suffisant pour produire une f.é.m. de 200 V en opposition. Supposons que 100 A/t soient nécessaires à l'obtention de ce résultat. Si P comprend 2000 t, le courant magnétisant I_m est égal à 100/2000 = 0,05 A. Si on désire que le transformateur puisse alimenter les filaments des lampes d'un récepteur sous une tension de 6,3 V, n devrait alors être en 200/6,3 = 32, de sorte que S aurait 2000/32 = 63 tours. En pratique, il est courant que l'on bobine plusieurs secondaires, alimentés par le même primaire, afin d'obtenir les différentes tensions dont on a besoin.

Courant primaire en charge.

Nous venons de voir ce qui se passe *à vide.* Supposons maintenant que R soit branchée, et qu'elle ait une valeur de 2,6 Ω. La tension secondaire de 6,3 V y fera circuler un courant d'intensité égale à 6,3/2,6 = 2,4 A. Cela introduira dans le circuit une force magnétisante

de $2,4 \times 63 = 151$ A/t. Comme le courant débité par le secondaire traverse une résistance pure, il est en phase avec la f.é.m. secondaire E_s, comme il est représenté sur la figure 7.8 *b*, tout au moins en ce qui regarde la phase (vecteur I_s). Mais, aux 100 ampères-tours produits par I_m viennent s'ajouter à présent les 151 dus à I_s, qui est déphasé de 90°. Le total ainsi obtenu est faux de toute évidence, à la fois en valeur et en phase, car dans ces conditions il n'est pas possible que la f.é.m. E_p équilibre exactement E. Le seul remède à cette situation impossible est que circule dans le primaire un supplément de courant produisant 151 A/t en phase opposée à ceux du secondaire, afin de les neutraliser. Une entreprise qui fait chaque année 100 millions de bénéfice net et qui une certaine année a augmenté ses dépenses d'équipement de 151 millions est obligée de trouver quelque part 151 millions de rentrées supplémentaires, si elle veut continuer de verser les 100 millions annuels à ses actionnaires.

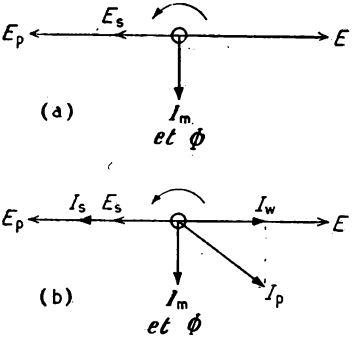


Fig. 7-8. — Diagramme simplifié pour un transformateur (a) à vide, (b) en charge.

Le courant primaire supplémentaire, égal dans le cas présent à $151/2000 = 0,0755$ A, est représenté sur la figure 7.8 *b* par I_w, qui est exactement opposé en phase à I_s, et s'appelle le *courant de charge*, parce que c'est le courant produit par le branchement de la charge R sur le secondaire. Même si on ignorait le mode de fonctionnement d'un transformateur, on serait conduit à supposer que ce courant doit être en phase avec E, attendu que le secondaire débite une puissance de $6,3 \times 2,4 = 15,1$ W, qui ne peuvent provenir que de la source alimentant le primaire. Ces 15,1 W, sous une tension de 200 V, représentent en effet une intensité de $15,1/200 = 0,0755$ A, ce qui est bien en accord avec ce que notre précédent calcul nous avait montré. I_p, qui est le courant primaire total, sera égal à

$$\sqrt{(0,05^2 + 0,0755^2)} = 0,9 \text{ A.}$$

Pertes d'un transformateur.

En pratique, la puissance consommée à vide n'est pas nulle, car le courant magnétisant circule à travers un enroulement qui n'est pas dépourvu de résistance ohmique. De plus, la circulation du flux alternatif dans le noyau de fer cause un certain échauffement de celui-ci,

ce qui représente de l'énergie perdue, laquelle doit bien être prélevée quelque part. Comme nous l'avons vu plus haut (p. 62), cet effet équivaut à un supplément de résistance dans le primaire. Le résultat en est que le déphasage de I_m par rapport à E est inférieur à 90°.

La puissance prélevée sur la source n'est pas, elle non plus, transmise intégralement à la charge : le transformateur en a aussi absorbé une portion entre temps. Et la résistance des enroulements crée une chute de tension au moment où R est branchée, de sorte que, finalement, la puissance délivrée par le secondaire est inférieure à celle que la source débite dans le primaire. La différence est dissipée sous forme de chaleur : le transformateur s'échauffe. Notons que toutes ces remarques concernent principalement les petits transformateurs destinés à l'alimentation des récepteurs sur le réseau alternatif. Bien que les mêmes principes s'y appliquent, nous verrons, par la suite, que les effets sont différents dans les transformateurs de liaison haute et basse fréquence.

Transformation d'impédance.

Nous savons déjà qu'en négligeant les pertes, la tension que fournit un transformateur de rapport $n/1$ est égale à E/n. Nous pensons que vous aurez compris que le courant secondaire est égal à n fois le courant de charge dans le primaire. D'abord, cela est indispensable pour que les puissances d'entrée et de sortie soient en équilibre. Ensuite, il faut qu'il en soit ainsi pour que le courant de charge circulant dans le primaire neutralise exactement le courant secondaire en produisant un même nombre d'ampères-tours.

Or, si la tension primaire E est égale à n fois la tension secondaire, et que le courant primaire est égal à un n-ième du courant secondaire, le branchement de R sur le secondaire équivaut au branchement sur la source d'une résistance égale à n^2R. De sorte que, toujours en exceptant le courant magnétisant et les pertes, un transformateur et sa charge R peuvent être remplacés par une résistance équivalente n^2R (fig. 7.7 *b*), sans que le générateur y constate aucune différence. Ce principe s'applique non seulement aux résistances, mais à n'importe quel type d'impédance.

Aussi, un des emplois des transformateurs est de convertir les impédances ; autrement dit, de faire qu'une certaine impédance Z_s apparaisse sous la valeur Z_p, par l'entremise du transformateur. Cela rend nécessaire la connaissance du rapport de transformation à employer. Et, du fait que $Z_p = n^2 Z_s$, il s'ensuit que ce rapport n doit être égal à

$$\sqrt{(Z_p/Z_s)}.$$

Enfin, un autre usage des transformateurs est encore d'isoler la charge du générateur. C'est pour cette raison que l'on voit des transformateurs de rapport 1/1. Mais, par contre, quand il n'est pas nécessaire d'isoler le primaire du secondaire, il n'est pas indispensable non plus de bobiner deux enroulements séparés : on supprime alors l'enroulement qui a le plus petit nombre de tours, on fait sur le primaire une prise au nombre de tours correspondant, et on obtient ce que l'on appelle un *autotransformateur*.

CHAPITRE VIII

LE CIRCUIT ACCORDÉ

Inductance et capacité en série.

Dans le chapitre précédent, nous avons vu ce qui se passe dans un circuit qui contient une capacité *ou* une inductance (avec ou sans résistance). Mais une question maintenant se présente à notre esprit: que se passera-t-il dans un circuit contenant les deux à la fois? Nous savons que deux ou plusieurs réactances, soit capacitives, soit inductives, peuvent se combiner à la façon des résistances, par simple addition; nous savons aussi que, s'il s'agit de combinaisons de réactances de l'une ou l'autre sorte avec des résistances, il nous faudra recourir à la racine carrée. Mais l'assemblage de réactances des deux sortes opposées est une question si importante en radio-électricité, que nous devrons y consacrer tout un chapitre en exclusivité.

Nous commencerons par examiner le circuit série le plus simple possible, représenté par la figure 8.1. La méthode que nous devrons appliquer sera exactement celle à laquelle nous avons dû recourir quand il s'agissait d'une réactance en série avec une résistance: du fait que le courant est commun aux deux éléments, le plus commode est de le prendre comme point de départ, et de chercher quelle f.é.m. est requise pour le produire.

Nous connaissons déjà la manière de calculer les f.é.m. relatives à C et L. Les figures 6.4 et 6.10 donnent respectivement la forme d'onde et le diagramme vectoriel concernant C, tandis que les figures 7.2 et 7.4 montrent les mêmes données se rapportant à L. De la sorte, il nous est facile de combiner les deux afin de représenter la situation que pose le schéma 8.1. Que nous fassions usage des courbes ou des vecteurs, il est évident que les f.é.m. sont exactement en opposition, ou autrement dit, déphasées de 180°. Cela signifie sans équivoque que pour obtenir E, il faudra opérer une soustraction entre les deux autres f.é.m. Et comme dans tous les cas la réactance est égale à la f.é.m. divisée par le courant, il s'ensuit que la réactance totale du circuit sera égale à l'une des réactances individuelles *moins* l'autre.

Mais laquelle des deux réactances faut-il retrancher de l'autre pour obtenir le total désiré? Il n'y a aucune raison de favoriser l'une d'entre elles; mais il est d'usage de considérer par convention que X_L est positive et X_C négative.

Supposons par exemple que, dans le montage de la figure 8.1, L soit une inductance de 2 H et C un condensateur de 2 μF. La f.é.m. E sera une source de 230 V à 50 Hz. Nous avons déjà calculé les réactances de 2 H et 2 μF à 50 Hz (p. 113 et 103); elles étaient respec-

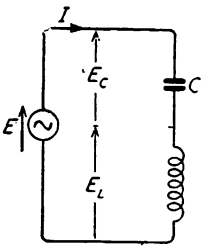


Fig. 8-1. — Circuit composé d'un générateur alternatif en série avec une capacité et une inductance.

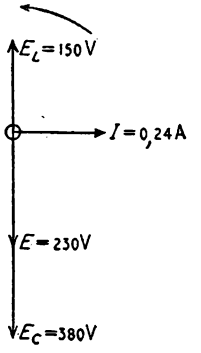
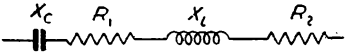


Fig. 8-2. — Diagramme correspondant à la figure 8-1. Quand E = 230 V, X_C = 1590 Ω et X_L = 628 Ω.

tivement de 628 Ω et 1590 Ω. De la sorte, la réactance totale doit être égale à 628 — 1590 = — 962 Ω, ce qui, à 50 Hz, est la réactance d'un condensateur de 3,3 μF. Du point de vue du générateur, il n'y a donc aucune différence entre le circuit de la figure 8.1 et un condensateur de 3,3 μF directement branché à ses bornes. L'intensité et la phase du courant sont les mêmes dans les deux cas, c'est-à-dire 230/962 = 0,24 A, en avance de 90° sur la tension.

Pour vérifier, essayons de trouver par le calcul quelle tension est nécessaire pour produire ce courant. $E_C = IX_C = 0{,}24 \times 1590 = 380$ V; le vecteur représentant cette tension doit être tracé de telle sorte que I soit en avance de 90° sur elle (fig. 8.2). D'autre part, $E_L = IX_L = 0{,}24$

Fig. 8-3. — Capacité, inductance et résistance en série.



$\times$ 628 = 150 V, le vecteur correspondant étant tracé de manière à ce que I soit en retard de 90°. La résultante de E_C et E_L est représentée, sur la figure 8.2, par la différence entre une certaine longueur vers le bas, représentant 380 V, et une certaine longueur vers le haut, repré-

sentant, elle, 150 V. La soustraction fournit de toute évidence une longueur équivalent à 230 V.

Le fait que la tension trouvée aux bornes du condensateur soit supérieure à celle de la source peut paraître incroyable à première vue : mais cela n'est rien auprès de ce que nous allons découvrir bientôt !

L, C et R en série.

L'introduction d'une résistance dans le circuit ne pose pas de nouveau problème : nous avons vu il y a un instant que, pour les besoins du calcul, L et C peuvent toujours être remplacées par un élément L *ou* C de valeur convenable. Et, d'autre part, la manière de combiner cet élément équivalent avec une résistance a été exposée dans le chapitre précédent. Si nous transformons l'équation donnée à ce propos page 108 de manière qu'elle s'applique au présent problème, nous obtenons :

$$Z = \sqrt{(X_L - X_C)^2 + R^2}$$

Mis en présence d'un circuit tel que celui de la figure 8.3, nous pourrions commencer par nous occuper d'abord de R_1 et X_C, puis de R_2 et X_L, puis nous combinerions ensemble les résultats de ces deux premiers calculs. Mais du fait qu'aucune de ces deux paires d'éléments n'est une pure résistance ni une pure réactance, nous n'aurions aucun moyen de connaître les phases relatives des tensions existant à leurs

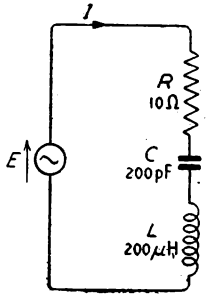


Fig. 8-4. La manière dont les réactances de ce circuit varient avec la fréquence de E, traduite par le graphique de la figure 8-5, conduit à d'intéressantes conclusions concernant ce genre de circuit en général.

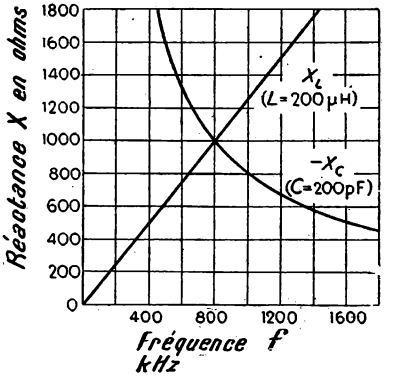


Fig. 8-5. — Réactance de la bobine et du condensateur de la figure 8-4 par rapport à la fréquence.

bornes. Le stade final de notre calcul serait hors de la portée des procédés qui ont été indiqués jusqu'ici. Il existe, pourtant, un moyen de tourner la difficulté : commencer par soustraire X_C de X_L de manière à obtenir la réactance de l'ensemble du circuit, puis faire la somme de R_1 et R_2, et finalement, calculer l'impédance comme dans le cas d'une simple combinaison de réactance et de résistance. Le fait que ni

les réactances ni les résistances ne voisinent dans le circuit n'a aucune importance, car le même courant traverse tous les éléments, du fait qu'ils sont en série.

Le circuit accordé série.

Nous avons déjà vu que la réactance d'un condensateur diminue, et que celle d'un bobinage augmente avec la fréquence du courant qui leur est appliqué. De ce fait, on peut supposer qu'il y aurait intérêt à étudier le comportement d'un circuit tel que celui de la figure 8.4, le long d'une certaine gamme de fréquences. Les chiffres donnés pour les éléments du circuit de la figure en question sont des valeurs typiques que l'on rencontre dans tous les récepteurs de radiodiffusion, et les courbes de la figure 8.5 donnent les réactances correspondantes à ces valeurs pour des fréquences allant de zéro à 1800 kHz environ.

Le point intéressant de ce graphique est que, pour une fréquence d'environ 800 kHz, les réactances de L et C sont égales, et chacune de l'ordre de 1000 Ω. Pour cette fréquence, la réactance totale, qui est comme nous le savons la différence entre les réactances individuelles des deux éléments, est donc nulle. Pour exprimer le fait en d'autres termes, on dit que la tension aux bornes de l'inductance est égale à la tension aux bornes du condensateur; et, comme ces deux tensions sont exactement en opposition, elles s'annulent. Du point de vue du générateur fournissant une tension à cette fréquence particulière, le circuit équivalent se réduit à la seule résistance R, et l'intensité du courant à E/R.

Supposons, pour la tension E, une valeur de 5 mV, valeur qu'il est courant de rencontrer dans un récepteur. L'intensité du courant qui traversera le circuit (aussi bien L et C que R) à la fréquence de 800 kHz sera donc de $5/10 = 0{,}5$ mA. Mais à cette fréquence, L et C ont chacun une réactance de 1000 Ω, ce qui fait qu'aux bornes de chacun de ces éléments on doit trouver une d.d.p. de $1000 \times 0{,}5 = 500$ mV, c'est-à-dire une tension cent fois plus grande que celle du générateur qui la fait circuler. Qu'une si petite tension puisse en engendrer une si grande quelque part dans le circuit, est un de ces étranges paradoxes, dus aux courants alternatifs, qui ont rendu possible la radio.

Si l'exposé que nous venons de faire ne vous a pas convaincu de la réalité de ces faits, qui à première vue peuvent sembler absurdes, essayez de les représenter au moyen d'un graphique (formes d'ondes ou vecteurs) pour les valeurs de la figure 8.4 et à la fréquence de 800 kHz; vous constaterez que la présence de deux tensions importantes en opposition est inévitable.

Facteur de surtension.

Dans le cas particulier que nous venons d'examiner, la tension aux bornes de l'inductance (ou du condensateur) est cent fois celle du générateur. Ce rapport est appelé le *facteur de surtension* du circuit.

Nous avons calculé ce facteur pour un circuit particulier. Il nous faut essayer maintenant d'obtenir une formule applicable à n'importe

quel circuit. Le facteur de surtension est égal à la tension aux bornes de l'inductance, divisée par la tension du générateur (laquelle est la même que la tension aux bornes de R). Si I est le courant qui les traverse, la tension aux bornes de L est IX_L, et celle aux bornes de R est IR. Par conséquent le facteur de surtension est égal à IX_L/IR, ce qui équivaut à X_L/R, ou encore, puisque dans le cas précis que nous étudions $X_C = X_L$, à X_C/R. A n'importe quelle fréquence, il dépend uniquement de L/R, qui est le rapport entre l'inductance du bobinage et la résistance du circuit.

Pour obtenir une grande amplification du signal capté (que remplace le générateur de la figure 8.4), il est donc souhaitable que la résistance du circuit soit aussi faible que possible.

Le symbole employé pour désigner cette surtension est « Q », qu'il ne faut pas confondre avec le symbole Q désignant une quantité d'électricité (en coulombs) (1).

Courbes de résonance.

A d'autres fréquences, l'impédance du circuit est plus grande, parce qu'à R vient s'ajouter une certaine réactance. A 1250 kHz, par exemple, les réactances individuelles (voir fig. 8.5) sont respectivement égales à 1570 et 636 Ω, ce qui donne une réactance totale de 934 Ω. Comparée à cette valeur, R est alors négligeable, ce qui fait que l'intensité traversant le circuit, pour la même tension d'attaque de 5 mV, ne sera que de 5/934, en mA, ou à peu près 5 μA. Cette intensité n'est que la centième partie de celle qui traverse le circuit à la fréquence de 800 kHz. Aux bornes de L, qui a alors une réactance de 1570 Ω comme nous venons de le voir, on ne trouvera que $1570 \times 5 = 7850$ μV, ou 7,85 mV, soit 1/64e de la tension à 800 kHz.

En répétant ce calcul pour un nombre suffisant de fréquences, on peut tracer une courbe de l'intensité traversant le circuit, ou de la tension aux bornes du bobinage, par rapport à la fréquence. La figure 8.6 donne des courbes de cette nature pour deux circuits différents. Dans ces deux circuits, les valeurs de L et C sont telles que leurs réactances soient égales à une fréquence de 1000 kHz; mais dans l'un, R est égale à 15 Ω, ce qui donne à Q une valeur de 75, et dans l'autre, $R = 5{,}66$ Ω, et $Q = 200$. Ces courbes illustrent ce que nous savons déjà, à savoir que la tension aux bornes du bobinage, quand les réactances sont égales, est proportionnelle à Q. On voit également sur ces courbes la chute de cette tension quand les réactances ne sont plus égales. Pour des fréquences suffisamment éloignées de 1000 kHz, la réactance prédomine tellement que la différence entre les deux circuits devient pratiquement inexistante. Les formes de ces courbes mon-

(1) Dans un circuit accordé réel, le bobinage n'est pas une inductance pure, comme celui de la figure 8.4, mais il renferme une partie importante sinon la totalité de R, et également une capacité parasite en parallèle. De ce fait, il résulte que la surtension que l'on peut en obtenir réellement est inférieure à Q (calculé au moyen de la formule X_L/R); mais en pratique, la différence entre la valeur calculée et la valeur réelle est assez faible.

trent que la *réponse* d'un circuit du type de celui de la figure 8.4 est considérable pour une fréquence bien particulière — ici, 1000 kHz — tandis qu'elle est très faible pour toutes les autres fréquences. On dit que le circuit est *accordé* sur 1000 kHz, ou qu'il *résonne* sur cette fréquence, et les courbes correspondantes se nomment courbes de *résonance*. Cette résonance électrique est très analogue à la résonance acoustique, c'est-à-dire au pouvoir des tuyaux et des cavités d'amplifier un son de fréquence déterminée.

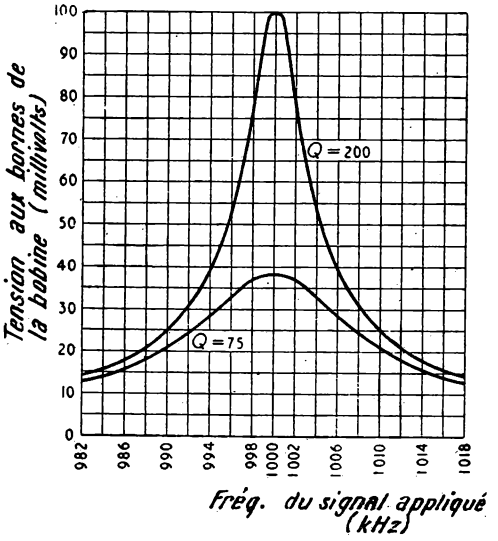


Fig. 8-6. — Figure montrant comment varie avec la fréquence la tension engendrée aux bornes du bobinage d'un circuit accordé. Courbe correspondant à L = 180 μH, C = 141 pF, E (tension d'attaque) = 0,5 mV, et R = 15 Ω pour le circuit dont Q = 75, R = 5,66 Ω pour le circuit dont Q = 200.

Nous commençons dès maintenant à comprendre comment on peut accorder un récepteur de radio : on ajuste la valeur de L ou de C de manière à ce que le circuit résonne sur la fréquence de l'émetteur que l'on désire capter. On pourra ainsi amplifier à volonté telle ou telle des tensions provenant de l'antenne, pratiquement à l'exclusion de toutes les autres tensions de fréquences différentes.

Sélectivité.

Cette aptitude de choisir une fréquence donnée parmi toutes les autres se nomme la *sélectivité*. Elle est probablement encore plus importante que la surtension. Nous verrons par la suite qu'il existe d'autres moyens que cette dernière pour amplifier les signaux captés ; mais tous ces moyens ne serviraient à rien si on ne pouvait préalablement effectuer un tri entre les émissions.

La manière dont sont tracées les courbes de la figure 8.6 fait ressortir l'influence du facteur Q. Mais quand il s'agit de comparer les deux circuits du point de vue de la sélectivité, il est plus commode de tracer les courbes comme on l'a fait sur la figure 8.7, c'est-à-dire en

s'arrangeant pour que les tensions aux bornes des inductances soient égales.

Il faut remarquer et garder à l'esprit que, pour obtenir cette égalité, le circuit à faible Q doit recevoir une tension d'attaque de 1,33 mV, alors que l'autre n'en reçoit qu'une de 0,5 mV. Mais ainsi, à la fréquence de résonance, on trouve 100 mV aux bornes des deux inductances, et les courbes coïncident au sommet. De la sorte, l'échelle graduée en millivolts donne aussi une indication de pourcentage. La figure 8.7, en tout cas, montre beaucoup mieux que la figure 8.6 la

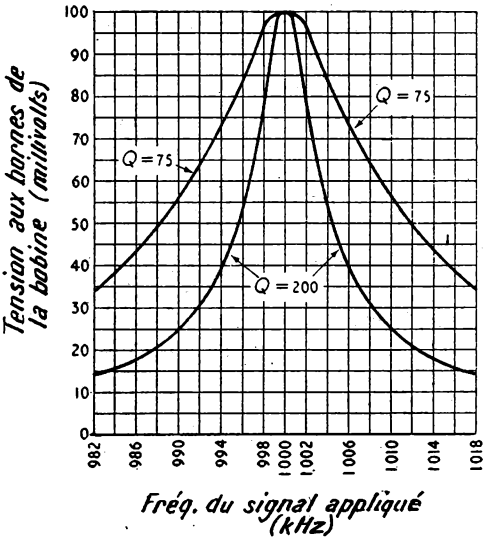


Fig. 8-7. — Dans ce graphique, la courbe « Q = 200 » est la même que figure 8-6, mais pour rendre plus aisée la comparaison avec le circuit « Q = 75 », la tension appliquée à celui-ci a été élevée de 0,5 mV à 1,33 mV, de manière à obtenir, à la résonance, la même tension que pour le circuit « Q = 200 ».

sélectivité supérieure obtenue avec le circuit à facteur Q élevé. On voit en effet que si on désire recevoir une station émettant sur la fréquence de 1000 kHz, avec le circuit dont le facteur Q est de 200, une station émettant sur 990 kHz produira aux bornes de ce circuit une tension inférieure de plus de la moitié à celle que l'on trouverait aux bornes du circuit dont le facteur Q n'est que de 75. On peut dire qu'en général, la *réjection* des fréquences indésirables est pratiquement proportionnelle à Q.

Les émetteurs travaillant dans la gamme de fréquences en question sont écartés de 9 à 10 kHz. Et, bien qu'un circuit accordé possédant un facteur Q de 200 soit quelque peu supérieur à la moyenne, la figure 8.6 montre qu'à 10 kHz de la fréquence de résonance, la réponse est encore le quart de ce qu'elle est à la fréquence de résonance. Ce degré de sélectivité est tout à fait insuffisant pour éliminer le brouillage causé par une station voisine de celle que l'on veut recevoir, surtout si cette station voisine est relativement puissante. Pour cette raison, presque tous les récepteurs possèdent plusieurs circuits accordés. Un second circuit possédant le même facteur Q réduit le quart à un seizième, un troisième circuit le réduira à un soixante-quatrième — et ainsi de suite.

Fréquence de résonance.

Il est évidemment de la plus grande importance de pouvoir calculer la fréquence à laquelle résonne un circuit composé d'une inductance L et d'un condensateur C de valeurs données, ou, inversement, d'être capable de trouver quelles valeurs de L et de C seront nécessaires à la constitution d'un circuit devant résonner sur une fréquence donnée. L'équation qui nous est nécessaire peut facilement se déduire du fait que la résonance a lieu à la fréquence pour laquelle les réactances sont égales :

$$2\pi f_r L = \frac{1}{2\pi f_r C}$$

dans cette équation, f_r désigne la fréquence de résonance. En disposant autrement nos données, nous obtenons :

$$f_r^2 = \frac{1}{(2\pi)^2 LC} \qquad \text{ou} \qquad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Si L et C sont respectivement exprimés en henrys et en farads, f_r sera en cycles par seconde (ou Hz) ; si on les exprime en henrys et microfarads, on obtiendra f_r en kHz. Mais il est probable que la façon la plus commode, pour les besoins de la radio, est de les mettre en µH et pF ; en inscrivant la valeur de π, on obtiendra alors :

$$f_r \text{ (en kHz)} = \frac{159\,200}{\sqrt{LC}} \qquad \text{ou} \qquad f_r \text{ (en MHz)} = \frac{159{,}2}{\sqrt{LC}}$$

Si on préférait obtenir une réponse en longueurs d'onde, il serait indiqué de faire alors usage de la relation : $f = 3 \times 10^8/\lambda$ (p. 32) qui nous donnerait :

$$\lambda_r = 1{,}885\sqrt{LC} \qquad (\lambda_r \text{ en mètres, L en µH, C en pF}).$$

Il est utile de noter que f_r et λ_r dépendent du produit LC, de sorte que, théoriquement, une inductance de n'importe quelle valeur peut être accordée sur n'importe quelle fréquence, pourvu qu'on l'associe à un condensateur de capacité convenable. Mais, en pratique, il n'est pas possible de réduire indéfiniment la capacité, et d'autre part, il y a de sérieux inconvénients à la rendre très grande. La plupart des condensateurs variables utilisés pour l'accord sur la gamme « petites ondes » ont une capacité qui s'étend de 30 à 530 pF. La capacité parasite apportée par le câblage et les autres éléments en circuit y ajouteront encore quelque chose comme 30 pF. Cela donne un rapport de maximum à minimum égal à 560/60 = 9,35. Mais le signe « racine carrée » que nous apercevons dans les équations ci-dessus nous dit que pour une valeur fixe de l'inductance, le rapport en fréquences ou longueurs d'onde ne sera que de $\sqrt{9{,}35} = 3{,}06$. Ce rapport s'applique à n'importe quelle bande de fréquences, mais les fréquences contenues dans la bande à couvrir dépendent de la valeur de l'inductance associée au condensateur variable.

Supposons que cette bande à couvrir s'étende de 1605 kHz à 1605/3,06, soit 525 kHz, ce qui correspond à des longueurs d'onde de 187 à 572 mètres. Pour la fréquence la plus élevée (ou la plus courte longueur d'onde), la capacité ne pourra, comme nous l'avons dit, être inférieure à 60 pF. Inscrivons cette valeur de C dans la formule, et celle de 1,605 MHz pour f_r; nous obtenons (1) :

$$1{,}605 = 159{,}2/\sqrt{60\ L} \qquad \text{où} \qquad L = 164\ \mu H.$$

Si nous calculons la valeur de L nécessaire à la résonance sur 0,525 MHz avec une capacité de 560 pF, nous obtenons le même résultat.

Par le même procédé, on peut calculer l'inductance nécessaire à couvrir la bande ondes courtes de 9,8 à 30 MHz (30,6 à 10 m), et on trouve qu'elle doit être de 0,471 µH.

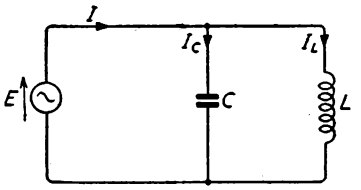


Fig. 8-8. — Circuit résonnant parallèle, que l'on peut comparer au circuit série de la figure 8-1.

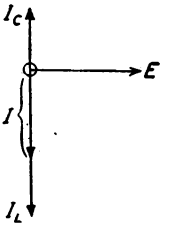


Fig. 8-9. — Diagramme se rapportant à la figure 8-8.

Notons comment on évite l'emploi de nombres élevés et difficiles à manipuler en choisissant convenablement les unités. Mais n'oublions pas qu'il faut employer l'équation correspondant à ce choix. En cas de doute, il est préférable de revenir aux formules de base ($2\pi f_r L = \dfrac{1}{2\pi f_r C}$) et d'employer les henrys, farads et Hz.

L et C en parallèle.

Si la tension, au lieu d'être appliquée aux éléments L et C branchés en série, comme dans la figure 8.1, leur est appliquée en parallèle (fig. 8.8), on obtient un système qui est similaire sur plus d'un point au branchement série, à cela près que tension et courant ont pris la place l'un de l'autre. (Nous avons noté un changement analogue (p. 86) quand nous avons comparé l'inductance à la capacité.) Pour étudier le circuit série, nous avons pris pour point de départ le courant, parce qu'il était commun à L et C, afin de trouver les tensions

(1) Pour cet emploi, il est plus commode d'adapter la formule comme suit :

$f_r = 159{,}2/\sqrt{LC}$ (H, pF, MHz)

$f_r^2 = 159{,}2^2/LC$

d'où $L = 25\,350/f_r^2\ C$

et $C = 25\,350/f_r^2\ L$

aux bornes de chacun de ces éléments et ensuite la tension aux bornes de l'ensemble. Dans le circuit de la figure 8.8, les courants à travers L et C ne sont pas nécessairement égaux, mais les tensions à leurs bornes doivent évidemment être égales, puisque ces bornes sont aussi celles de la source fournissant E. Pour cette raison, nous commencerons par tracer sur notre diagramme (fig. 8.9), le vecteur représentant E.

En faisant abstraction de toute résistance, le courant dans la branche L est déterminé par la réactance $2\pi f L$ du bobinage; sa valeur sera $E/2\pi f L$. Dans la branche C, de manière similaire, le courant sera égal à $\frac{E}{1/(2\pi f C)} = E \times 2\pi f C$. En outre, nous savons que I_L sera en retard sur E de 90°, et I_C en avance de 90°, de sorte que ces deux courants seront exactement opposés, comme l'étaient les tensions dans le circuit série (fig. 8.2). Le courant total, prélevé sur la source, sera par conséquent égal à la différence des deux courants I_L et I_C.

Supposons maintenant que la fréquence soit telle que les deux réactances soient égales. Les deux courants seront égaux aussi, et, par suite, leur différence nulle; ce qui fait que nous serons en présence d'un circuit à deux branches parallèles, avec un courant circulant dans chacune de ces branches, sans pourtant que le générateur débite quoi que ce soit!

Situation possible en théorie, impossible en pratique, pour la raison que nous connaissons déjà, savoir qu'aucun circuit réel n'est entièrement dépourvu de résistance. Et pourtant, si la résistance est très petite, et quand les deux courants sont égaux, les choses se passent à peu près comme nous venons de l'expliquer.

Le fait important à souligner est que la fréquence qui rend les deux courants égaux est la même qui fait résonner L et C dans un circuit série.

Effet de la résistance.

Quand la résistance d'un circuit tel que celui de la figure 8.8 est réduite au minimum possible, la résistance de la branche C est géné-

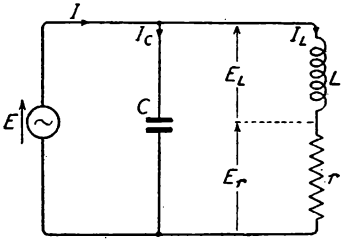


Fig. 8-10. — Circuit résonnant parallèle avec une résistance dans la branche inductive, qui peut-être comparé avec la figure 8-4.

ralement négligeable par rapport à celle de la branche L. Considérant ce fait comme acquis, ne tenons compte pour l'instant que de cette dernière résistance, et appelons-la *r*, pour nous rappeler qu'elle est petite vis-à-vis de la réactance.

Nous avons déjà étudié séparément cette portion de circuit (fig. 7.3), et trouvé qu'un des effets de cette résistance était de rendre l'angle de phase, traduisant le retard du courant sur la tension appliquée, inférieur à 90°. Plus la résistance est grande, plus l'angle est petit (fig. 7.4). En appliquant ce principe à la figure 8.9, on aboutit à la figure 8.11 *a*. (Si vous éprouvez quelque difficulté à vous mettre dans l'esprit l'identité de principe, regardez la figure 7.4 en plaçant le livre en travers, de manière que les deux figures soient en phase.)

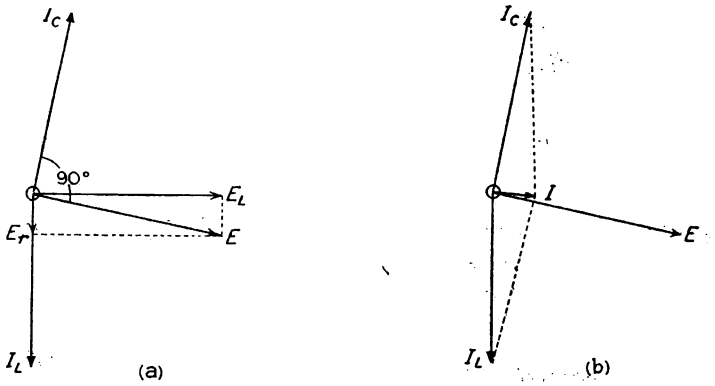


Fig. 8-11. — Modification de la figure 8-9, pour tenir compte de la présence d'une résistance, comme dans la figure 8-10.

L'angle que fait E avec I_L est donc à présent inférieur à 90°, mais, puisque nous avons supposée nulle la résistance dans la branche C, il nous faut dessiner le vecteur I_C à angle droit avec le vecteur E. Nous supposons aussi que $I_C = I_L$, mais, puisque ces deux courants ne sont pas exactement en opposition de phase, le résultat de leur combinaison est un petit courant I, qui est le courant débité par le générateur. Pour ne pas embrouiller la figure 8.11 *a*, une figure spéciale (8.11 *b*) a été tracée afin de mieux montrer cette résultante.

Un détail à noter à propos de cette dernière figure : le courant I n'est pas tout à fait en phase avec la tension E. Si $I_C = I_L$, I doit occuper une position de phase exactement intermédiaire, c'est-à-dire que le vecteur I doit suivre la bissectrice de l'angle formé par les vecteurs I_C et I_L, tandis que le vecteur E doit former avec le vecteur I_C un angle de 90°. Il est facile de voir que I pourrait être amené exactement en phase avec E par une légère diminution de la fréquence, laquelle augmenterait I_L et réduirait I_C. Mais si (comme nous le supposons), *r* est beaucoup plus petit que X_L, il n'est pas nécessaire de se tourmenter à ce sujet, car alors la différence de phase entre E et I sera négligeable. Pour tracer la figure 8.11, nous avons dû attribuer à *r* une valeur presque égale au quart de X_L afin que l'angle de phase soit perceptible, alors que, dans la pratique, on trouvera pour *r* une valeur

de l'ordre du dixième, voire du cinquantième de X_L. Cela a pour autre conséquence de rendre I très faible également, vis-à-vis de I_L ou I_C.

Le résultat de toute cette histoire est que, dans les conditions énumérées (réactance inductive de la bobine beaucoup plus grande que sa résistance, et fréquence rendant égaux les courants des deux branches) le courant débité par le générateur est très faible, et pratique-

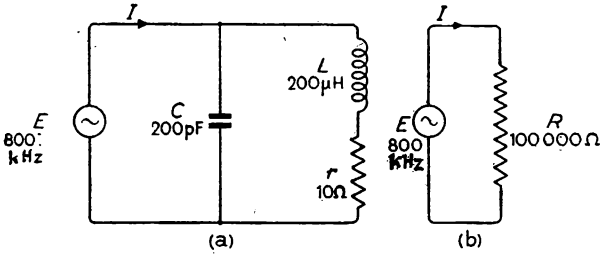


Fig. 8-12. — Le circuit composé de L, C et r ayant les valeurs indiquées en a peut, à 800 kHz, être remplacé par une résistance élevée b, tant que l'on ne considère que la phase et la valeur du courant prélevé sur le générateur.

ment en phase avec la f.é.m. En d'autres termes, ce courant est identique à celui qui circulerait à travers une résistance de valeur très élevée placée aux bornes du générateur.

Résistance dynamique.

Il est extrêmement intéressant dans la pratique de connaître la valeur de cette résistance équivalente (que nous baptiserons R), et de savoir quels rapports cette valeur entretient avec celles du circuit réel, comprenant L, C et *r*. Nous avons déjà vu que si $r = 0$, le courant I est nul, ce qui donne à R une valeur infinie, La figure 8.11 nous montre que si *r* augmente, la tension E_r augmente aussi, ce qui amène I_L à se rapprocher de E du point de vue de l'angle de phase, et par conséquent aussi de I_C, de sorte que I augmente, ce qui équivaut à une diminution de R. Quand *r* est minime par rapport à X_L, la valeur de R est, par contre, bien plus grande que celle de X_L; enfin, en traçant les vecteurs correspondants, vous pourrez découvrir que si *r* est du même ordre de valeur que X_L, R ne sera guère supérieure à X_L. Cela fait que nous pouvons déjà dire que plus petite est la valeur de *r* (fig. 8.10), plus grande est la résistance que l'ensemble du circuit oppose au générateur.

Mathématiquement, on peut démontrer que dans tous les cas où la valeur de *r* est très inférieure à celle de X_L, la résistance R, à laquelle le circuit *dans son ensemble* est équivalent, pour une fréquence déterminée, est pratiquement égale à X_L^2/r. La démonstration algébrique de ce fait est donnée dans les manuels; mais ceux de nos lecteurs qui se sentent un don pour la géométrie n'auront pas beaucoup de peine à parvenir au résultat équivalent à partir de la figure 8.11.

Pour donner un exemple concret, attribuons à C et L les mêmes valeurs que dans la figure 8.4, et à *r* une résistance de 10 Ω (fig. 8.12 *a*). A 800 kHz, les réactances sont chacune de 1000 Ω (fig. 8.5). Donc,

R est égale à $1000^2/10 = 100\,000\ \Omega$ (fig. 8.12 *b*). Si L, C et *r* étaient cachés dans une boîte et R dans une autre, chaque boîte ayant une paire de fils pour la relier au générateur, il serait impossible d'identifier les boîtes en mesurant la phase et le courant débité. Les deux boîtes apparaîtraient comme des résistances de 100 000 Ω, mais *seulement pour cette fréquence bien déterminée.* Très prochainement, nous étudierons ce qui se passe aux autres fréquences; en attendant, il nous faut noter que cette résistance apparente ou équivalente, que nous avons baptisée R, se nomme en réalité *résistance dynamique.*

Résonance parallèle.

Supposons que E (fig. 8.12) ait une tension de 1 V. Dans les conditions énumérées ci-dessus, le courant I doit avoir une valeur de 1/100 000 A = 10 μA. Comme les deux réactances sont chacune de 1000 Ω, et que l'impédance de la branche L n'est pas accrue de

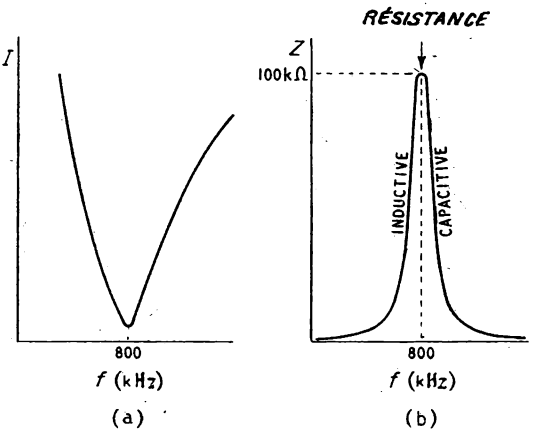


Fig. 8-13. — Le graphique représentant le courant et l'impédance dans le circuit 8-12 a pris dans son ensemble, aboutit aux formes indiquées ci-contre : a) courant; b) impédance.

manière appréciable par la présence de *r*, les courants traversant les deux branches ont chacun une intensité de 1000 μA. Mais faisons maintenant passer la fréquence à 1000 kHz. La figure 8.5 nous montre que cela donne à X_C et X_L les valeurs respectives de 800 et 1250 Ω. Le courant I_C, prélevé par C, sera alors de 1/800 A = 1250 μA et I_L de 1/1250 A = 800 μA. Comme *r* est de faible valeur, ces deux courants sont presque en opposition de phase, de sorte que le courant total est pratiquement égal à leur différence, soit 1250 — 800 = 450 μA. Cette différence se porte sur la branche capacitive, ce qui fait qu'à 1000 kHz, le circuit peut être remplacé par un condensateur ayant une réactance E/I = 1/0,000 45 = 2222 Ω, et par conséquent une capacité de 112,5 pF. Plus la fréquence est élevée, plus intense est ce courant, et plus grande la capacité apparente. Aux fréquences très élevées, elle est pratiquement de 200 pF — comme on pouvait le supposer —, parce qu'alors

la réactance de L devient si grande que plus aucun courant n'arrive presque à traverser cette branche.

En argumentant de la même manière quant aux fréquences inférieures à 1000 kHz, nous trouverons que le courant devient de plus en plus grand, et, qu'en ce qui concerne la phase, celle-ci devient sensiblement ce qu'elle serait si on avait enlevé C, laissant au circuit une inductance un brin supérieure à L, mais guère plus grande que L aux fréquences très basses.

En faisant le graphique du courant pour une gamme de fréquences assez étendue, nous obtenons ce que montre la figure 8.13 *a*, c'est-à-dire une courbe de résonance qui ressemble à celle d'un circuit série, placée la tête en bas.

Le graphique de l'impédance par rapport à la fréquence (fig. 8.13 *b*) présente de manière encore plus évidente l'aspect d'une courbe de résonance.

Fréquence de résonance parallèle.

Avant que nous nous amusions à compliquer les choses en introduisant le facteur *r*, nous avions remarqué que la fréquence qui faisait entrer en résonance L et C dans un circuit série avait, dans un circuit parallèle, la propriété de réduire I à zéro, et de rendre l'impédance du circuit infiniment grande.

Dans ce cas, la fréquence de résonance d'un circuit parallèle est évidemment la même que celle d'un circuit série. En pratique, malheureusement, un circuit possède toujours une certaine résistance, qui soulève quelques questions ennuyeuses à propos de la fréquence de résonance. Dans un circuit série, c'est la fréquence qui rend les deux réactances égales. Mais dans un circuit parallèle, cette fréquence ne rend pas les impédances des deux branches exactement égales, à moins que toutes deux ne contiennent la même valeur de résistance, ce qui est rarement le cas. De ce fait, il résulte que les deux courants ne seront probablement pas égaux. Et même s'ils l'étaient, la figure 8.11 montre que cela n'amènerait quand même pas le courant total I à être exactement en phase avec E. Cela étant, définirons-nous f_r comme la fréquence qui rend égales X_L et X_C, ou comme la fréquence qui amène I en phase avec E — sinon encore comme celle qui donne à I sa plus faible valeur?

Par bonheur, il se fait que dans la pratique courante toutes ces subtilités ne sont que du coupage de cheveux en quatre. Les distinctions en question n'ont de valeur que dans le cas où *r* est une fraction importante de X_L; autrement dit, quand Q ($= X_L/r$) est anormalement bas — disons inférieur à 5. Donc, *en excluant des conditions aussi peu usuelles*, on peut dire que les formules qui vont suivre sont parfaitement valables en pratique, la faible erreur qui en résulte étant tout à fait négligeable. La fréquence de résonance (f_r) du circuit parallèle est la même que celle du circuit série, et rend égales les deux réactances X_L et X_C. L'impédance à la résonance (R) est résistive, et égale

à X_L^2/r (ou à X_C^2/r, puisque $X_L = X_C$) ; et pour cette même raison que les réactances sont égales à la fréquence de résonance

$$R = \frac{X_L X_C}{r} = \frac{2\pi f_r L}{2\pi f_r C r} = \frac{L}{C r}$$

d'où on tire

$$r = \frac{L}{CR}$$

Dans toutes ces équations, r peut être considérée comme la résistance totale en série avec L et C, sans égard à la manière dont cette résistance est répartie entre les deux branches. Du fait que $Q = X/r$, on tire

$$R = QX,\ r = \frac{X}{Q} \text{ et } \frac{R}{Q} = Qr$$

toutes ces relations impliquant la résonance.

Comparaison entre résonance série et résonance parallèle.

Le courbe de résonance de la figure 8.13 *b*, pour R = 100 kΩ, s'applique au circuit de la figure 8.12 *a*, où $Q = X_L/r = 2\pi f L/r = (2\pi \times 800\,000 \times 0.0002)/10 = 100$. Si on réduisait r à 5 Ω, Q s'élèverait à 200, et R à 200 kΩ. Mais aux fréquences éloignées de la résonance, la réduction de r n'aurait presque pas d'effet sur le circuit. Le seul effet de cette réduction est en somme de rendre la résonance plus aiguë. Augmenter r aplatirait la courbe. Ce comportement est semblable à celui de la résonance série, excepté qu'une pointe d'impédance remplace la pointe de tension aux bornes du bobinage, et la pointe du courant débité par la source. Le courant fourni par cette source au circuit parallèle passe par un minimum au moment de la résonance (fig. 8.13 *a*), de même que l'impédance du circuit série.

A la résonance, un circuit série (en faisant abstraction de r) constitue un parfait court-circuit aux bornes du générateur ; pour cette raison on le nomme *circuit absorbeur*. Le circuit parallèle, lui (en faisant abstraction de R qui est l'inverse de r), met le générateur en circuit ouvert, et pour cela on le nomme *circuit réjecteur*.

Il ne faudrait pas se laisser induire en erreur par ces appellations, et en déduire qu'elles expriment quelque différence fondamentale existant entre les deux types de circuits : la seule différence est la manière dont on les utilise. Vis-à-vis d'un générateur connecté sur l'une de ses branches, le circuit 8.12 *a* est un absorbeur, en même temps qu'il est un réjecteur vis-à-vis du générateur représenté sur la figure.

Si le générateur d'un circuit tel que celui de la figure 8.12 *a* devait débiter un courant constant, au lieu de fournir une f.é.m. cons-

tante, la tension aux bornes du circuit serait proportionnelle à son impédance, et de la sorte varierait avec la fréquence comme le montre la figure 8.13 *b*. Donc, le résultat est le même, qu'un circuit accordé soit utilisé en série avec une source de tension, ou en parallèle avec une source de courant. Dans des chapitres ultérieurs, nous rencontrerons des exemples de ces deux modes d'utilisation.

La résistance du bobinage.

Dans le sens qu'il n'est pas possible de mesurer R en courant continu par les méthodes ordinaires (par exemple en cherchant quelle intensité la traverse en branchant à ses bornes une pile de 2 V), il est licite de donner à cette résistance l'étiquette de « fictive ». Et pourtant, on peut fort bien la mesurer en haute fréquence (à la fréquence sur laquelle le circuit est accordé), et il existe pour cela diverses méthodes. Mais, en fait, ces méthodes ne nous montreraient pas la nature de la chose mesurée — simple résistance ou résistance dynamique d'un circuit accordé.

De ce point de vue, *r* n'a rien de commun non plus avec la valeur de résistance que nous indiquerait un ohmmètre en courant continu. Cela veut dire que *r* n'est pas déterminée simplement par la résistance ohmique du fil employé pour bobiner l'inductance. Bien qu'à première vue on ne découvre pas d'autre cause à la résistance *r*, sa valeur mesurée en haute fréquence est toujours supérieure à celle qu'indiquent les procédés de mesure en courant continu. Et elle peut être de beaucoup supérieure.

Une des explications plausibles de ce fait a été examinée à propos des transformateurs. Si, dans un transformateur, on employait un noyau de fer plein, des courants seraient induits dans celui-ci tout comme dans un enroulement secondaire. Ces courants, circulant à travers la résistance du fer, provoqueraient une perte d'énergie supplémentaire, et, comme nous l'avons dit, cette perte équivaudrait à un accroissement de résistance du primaire, qu'une f.é.m. en phase avec le courant primaire devrait surmonter. Pour prévenir ces *courants de Foucault*, on emploie un noyau constitué de tôles minces disposées de manière à interrompre les lignes de circulation de la f.é.m. induite. Aux fréquences usitées en radio, cette mesure ne serait pas suffisante ; quand on fait usage d'un noyau magnétique dans un bobinage destiné à de la haute fréquence, ce noyau est constitué d'une très fine poudre de fer en suspension dans un matériau isolant, ou d'un matériau magnétique non conducteur nommé *ferrite*.

Une autre source de pertes dans les noyaux magnétiques se nomme l'*hystérésis*. C'est un retard de la réponse magnétique, qui dévie la phase du courant primaire, le rapprochant de celle de la f.é.m. appliquée, et, par conséquent, équivaut à un surcroît de résistance causant une perte d'énergie (p. 62).

L'échauffement des noyaux magnétiques est un fait facile à constater, et qui cause, lui aussi, la perte d'un nombre de watts appréciable.

Bien que l'introduction d'un noyau magnétique soit équivalente à celle d'un surcroît de résistance, elle peut quand même être avantageuse, si elle autorise l'emploi d'un nombre de spires réduit pour la même valeur d'inductance, et, partant, permet de « gratter » sur la résistance du bobinage plus d'ohms qu'on n'en a introduits dans le circuit en y plaçant un noyau. Or, avec certains noyaux, on arrive parfois à réduire le nombre de spires de moitié. Accessoirement, dans les bobinages haute fréquence, l'emploi d'un noyau mobile permet d'ajuster de manière précise la valeur de l'inductance.

Même dans le métal du fil du bobinage, des f.é.m. sont induites, et cela aussi équivaut à un accroissement de la résistance. La distribution de ces f.é.m. est telle que les courants auxquels elles donnent lieu tendent, à mesure que la fréquence s'accroît, à être confinés de plus en plus à la surface du fil. Cet *effet de peau* (« skin effect », effet Kelvin) peut être observé même dans un conducteur rectiligne. Mais quand ce fil est bobiné, chaque spire se trouve plongée dans le champ magnétique des autres, et la résistance est encore accrue. Cela est si vrai que l'emploi d'un fil de plus forte section ne fait parfois qu'augmenter encore la résistance en haute fréquence du bobinage.

Pertes diélectriques.

Jusqu'ici, il n'a été fait mention de r que dans la branche inductive du circuit. Pourtant, bien qu'il soit exact que l'on puisse en général (à part dans le cas de très hautes fréquences), considérer comme négligeable la résistance des connexions et des armatures du condensateur, la branche capacitive n'est pas sans introduire, elle aussi, des pertes. Les matériaux isolants placés dans le champ électrique alternatif introduisent une certaine résistance en haute fréquence un peu à la façon du noyau de fer d'un bobinage. C'est comme si l'élasticité des « laisses » (p. 70) était accompagnée d'une certaine friction, car le courant supplémentaire introduit dans le circuit par les mouvements des électrons n'est pas de phase purement capacitive. Résultat: une certaine résistance apparente se joint à la capacité.

Les matériaux qui causent de telles pertes sont classés parmi les mauvais diélectriques, et il est évident qu'on évite de s'en servir pour séparer les armatures des condensateurs. L'air est un diélectrique presque parfait, mais, même dans un condensateur à air, une partie du champ traverse des matériaux solides, surtout quand le condensateur est à sa capacité minimum. De plus, les supports et les culots de lampes, les relais de connexions, bornes, fils de câblage et autres éléments des montages — y inclus le bobinage d'accord — ont des capacités « parasites », et si les isolants qui les constituent sont de mauvaise qualité, ils introduiront, eux aussi, de la résistance supplémentaire.

Résistance H. F.

Toutes ces causes de pertes en haute fréquence tombent sous le coup de la définition générale de la résistance: P/I^2, ou puissance élec-

trique dissipée divisée par le carré de l'intensité. Dans les schémas et les calculs, il est commode de les réunir sous un symbole commun (r, fig. 8.12 *a*) avec la résistance due au fil du bobinage, et de supposer que L et C sont une pure inductance et une pure capacité. Mais nous avons vu aussi qu'à la résonance, l'ensemble du circuit peut être représenté par une résistance R (fig. 8.12 *b*). Nous savons encore qu'une inductance et un condensateur parfaits ont à la résonance une impédance infinie, et de la sorte pourraient être représentés en parallèle avec R comme sur la figure 8.14. Et comme ce serait à travers le circuit accordé que passeraient les courants les plus intenses (I_L et I_C), un tel schéma serait plus proche de la réalité, et représenterait le circuit non seulement à la résonance, mais encore (en exceptant le fait que R varie plus ou moins avec la fréquence) aux fréquences latérales.

De manière plus générale, pour chaque résistance et réactance en série, il est possible de calculer la valeur d'une autre résistance et d'une autre réactance qui, connectées en parallèle et à la même fréquence, sont équivalentes. Et si (comme nous le supposons par convention) la réactance est beaucoup plus grande que la résistance, elle a à peu près la même valeur dans les deux cas.

Les valeurs des résistances série et parallèle r et R sont liées par la même formule approchée, $R = X^2/r$, que nous avions considérée jusqu'ici comme s'appliquant uniquement à la fréquence de résonance (p. 132). Cette faculté de considérer à volonté la résistance comme en série ou en parallèle est extrêmement utile. Il se peut, par exemple, que dans un circuit réel, on trouve les deux sortes de résistance. Dans un tel cas, pour simplifier les calculs, on peut remplacer ces deux résistances par une seule résistance équivalente, soit série, soit parallèle.

Un exemple élaboré au moyen des formules discutées dans ce chapitre pourra éclaircir ce point. Une certaine bobine possède, mettons, une inductance de 1,2 mH; et, à 300 kHz, sa résistance en haute fréquence, considérée comme en série avec une inductance parfaite, est de 25 Ω (fig. 8.15 *a*). A cette fréquence, la réactance X_L est $2\pi f L = 2\pi \times 300 \times 1{,}2 = 2262$ Ω. Donc, $Q_L = 2262/25 = 90{,}6$. (Q_L est le Q du bobinage, défini comme X_L/r_L; il est aussi le facteur de surtension d'un circuit résonnant réalisé au moyen de ce bobinage et d'un condensateur parfait.) Le même bobinage peut être représenté comme une parfaite inductance d'une valeur très voisine de 1,2 mH, en parallèle avec une résistance $R_L = X_L^2/r_L = 2262^2/25 = 205\,000$ Ω (fig. 8.15 *b*). Si r_L restait la même à la fréquence de 200 kHz, la valeur de R_L serait alors de $(2\pi \times 200 \times 1{,}2)^2/25 = 91$ kΩ. Donc, quand on a trouvé la valeur de la résistance parallèle équivalente pour une fréquence donnée, il serait imprudent de croire que cette valeur est applicable à n'importe quelle fréquence. En fait, il y a peu de chances que r_L ni R_L gardent jamais une valeur constante; mais pour la plupart des bobinages, Q garde une valeur relativement constante sur toute l'étendue de la gamme de fréquences où on les utilise. De la sorte, il est probable qu'à 200 kHz, R_L serait de l'ordre de 135 kΩ, et que r tournerait autour de 17 Ω.

La capacité nécessaire à l'accord du bobinage en question sur 300 kHz (ou 0,3 MHz) est égale (note p. 129) à $25350/f_r^2\,L = 25350/(0{,}3^2$

$\times$ 1200) = 235 pF. Cette valeur comprend naturellement la capacité du condensateur utilisé augmentée des capacités parasites du câblage et de la bobine. L'ensemble ainsi constitué équivaudra à un condensateur parfait, d'une capacité de 235 pF, en parallèle avec une résistance que nous supposerons de 0,75 MΩ (fig. 8.15 *c*). La réactance X_C doit, à la résonance, être égale à X_L. Pour nous en assurer, nous pou-

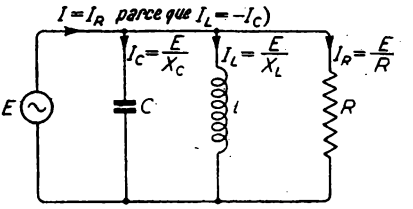


Fig. 8-14. — **Une autre façon de représenter le circuit de la figure 8-12 a. Quand r est de petite valeur en comparaison X, R = X_2/r.**

vons la calculer au moyen de la formule $1/(2\pi f C) = 1/(2\pi \times 0{,}3 \times 0{,}000\,235) = 10^6/(2\pi \times 0{,}3 \times 235) = 2262\ \Omega$. Q_C est donc égal à $R_C/X_C = 750\,000/2262 = 332$. (Cette valeur est la surtension d'un circuit résonnant constitué avec ce condensateur et un bobinage parfait; mais comme les bobinages réels sont loin d'être parfaits, elle est plus utile comme mesure de la qualité du condensateur.)

Si les deux éléments étudiés sont réunis dans un circuit accordé, la perte totale peut être exprimée comme une résistance parallèle R, égale à R_L et R_C en parallèle : $R_L R_C/(R_L + R_C) = 0{,}205 \times 0{,}75/0{,}955 = 0{,}161$ MΩ (fig. 8.15 *d*). Bien que cette valeur soit inférieure à R_L, elle indique une perte encore plus grande. Le facteur Q de l'ensemble du circuit est égal à $R/X = 161\,000/2262 = 71$. Incidemment, on peut voir que cette valeur correspond à $Q_L Q_C/(Q_L + Q_C)$. La perte totale du

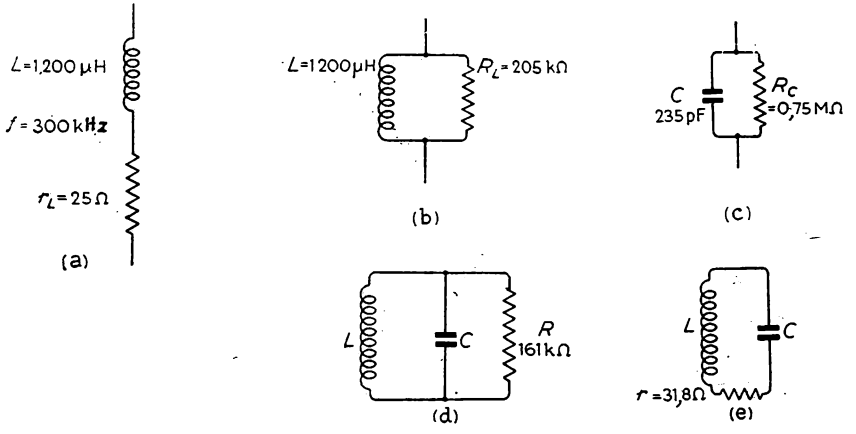


Fig. 8-15. — **Exemple illustrant les équivalences entre branchements série et parallèle; b équivaut à a; d et e sont deux manières de représenter le résultat de la combinaison de c et de b.**

circuit peut être encore exprimée sous la forme d'une résistance série, $r = X^2/R = 2262^2/161\,000 = 31{,}8\ \Omega$ (fig. 8.15 *e*). Si on calcule Q à partir de cette valeur, on trouve $X/r = 2262/31{,}8 = 71$ comme plus haut.

Avant de poursuivre, le lecteur fera bien de continuer à faire des calculs de ce genre avec toutes sortes de valeurs supposées, en notant les résultats généraux. Par exemple, un circuit résonnant sur la même fréquence peut être réalisé avec une inductance plus faible; en supposant le même Q, la résistance dynamique sera-t-elle plus grande ou plus petite? Si on ajoutait une certaine résistance en série avec la bobine de plus faible inductance, cela aurait-il plus ou moins d'effet sur Q? Et que deviendrait la résistance parallèle? etc.

CHAPITRE IX

LES LAMPES : LES TYPES LES PLUS SIMPLES

Emission électronique.

Jusqu'à présent, nous avons considéré le courant électrique comme un flot d'électrons circulant le long d'un fil conducteur (p. 41), la fonction du conducteur étant d'amener à l'endroit requis une provision d'électrons prêts à être mis en mouvement par une f.é.m. Une f.é.m. appliquée à un isolant ne produit donc pas de courant appréciable, parce que le nombre d'électrons mobiles se trouvant dans un corps de cette nature est négligeable.

On peut commander mécaniquement le passage ou l'intensité du courant, en supprimant une partie du conducteur, ou en modifiant artificiellement sa longueur (et partant sa résistance) ; c'est ce que réalisent les interrupteurs et les rhéostats. C'est très commode dans certains cas. Mais quand il s'agit, comme en radio, de faire varier l'intensité d'un courant des millions de fois par seconde, il ne peut être question de faire usage de tels procédés: on se heurte à l'impossibilité mécanique de déplacer à un tel rythme des pièces de masse trop considérable.

Cette difficulté peut être surmontée grâce à l'inconcevable légèreté des électrons qu'il est possible de libérer des lourds métaux des conducteurs où ils se trouvent. Bien qu'à l'intérieur de ces métaux ils soient dans un perpétuel état d'agitation, ils n'ont pas assez d'énergie aux températures ordinaires pour bondir à travers la surface. Mais si le métal est suffisamment chauffé, ils s'en échappent par une sorte d'ébullition. Une source d'électrons libres utilisant ce principe s'appelle une *cathode*. (Il existe d'ailleurs des cathodes fonctionnant selon d'autres principes.) Pour éviter que l'air ambiant n'empêche le déplacement des électrons, l'espace dans lequel on les fait circuler est une ampoule de verre que l'on a vidée d'air aussi parfaitement que possible. Nous voici donc très avancés dans l'art de fabriquer ce qu'on appelle une lampe de radio, un tube à vide, tube électronique, valve thermoïonique.

Les cathodes sont de deux types principaux : à *chauffage direct* et à *chauffage indirect*. Le premier type de cathode s'appelle plus souvent un *filament:* c'est en effet un fil métallique très mince, chauffé par le passage d'un courant. Pour réduire l'intensité du courant nécessaire, le filament est généralement recouvert d'une matière spéciale, émettant des électrons en abondance à une température aussi basse que possible. Les lampes qui emploient des cathodes de ce genre sont utilisées principalement dans les récepteurs alimentés par batteries.

Une cathode à chauffage indirect est un tube très mince, ordinairement en nickel, recouvert, lui aussi, de matière émissive, et chauffé par un filament séparé, placé à l'intérieur. Comme la cathode est dans ce cas isolée du filament, trois connexions sont nécessaires, alors que deux suffisaient quand le filament était en même temps la source d'électrons. Il est vrai que cathode et filament sont parfois connectés ensemble à l'intérieur de l'ampoule.

Le principe de fonctionnement reste néanmoins le même. C'est pourquoi, par la suite, nous omettrons dans nos schémas le filament de chauffage, nous bornant à indiquer la cathode au moyen d'une simple connexion. Le fonctionnement d'une lampe dépend de l'émission de sa cathode. La manière dont la cathode est chauffée n'a guère d'importance, à part dans les schémas de récepteurs complets (p. 417).

Les électrons libres n'ont tendance à se mouvoir dans aucune direction spéciale, à moins qu'un champ électrique ne les sollicite. En l'absence d'un tel champ, ils s'accumulent dans l'espace environnant la cathode, qu'ils entourent d'un nuage électronique. Du fait que ce nuage est fait d'électrons, il constitue une charge négative appelée *charge d'espace*, laquelle repousse vers la cathode les nouveaux arrivés, les empêchant d'emplir tout l'espace vide.

La diode.

Pour surmonter l'obstacle que la charge d'espace oppose au débit électronique de la cathode, il faut un potentiel positif que l'on introduit dans l'ampoule par l'intermédiaire d'une *plaque* métallique, encore nommée *anode*. Le type de lampe le plus simple, la *diode*, ne contient que deux *électrodes:* cathode et anode.

Quand l'anode ou plaque est rendue positive par rapport à la cathode, elle attire des électrons de la charge d'espace, ce qui fait que la répulsion exercée par celle-ci diminue, et que beaucoup plus d'électrons se dégagent de la cathode. De la sorte, un courant peut circuler à travers la lampe, et parcourir un circuit tel que celui de la figure 9.1. Mais si l'on inverse la batterie de plaque, de sorte que celle-ci soit négative par rapport à la cathode, les électrons sont repoussés, et aucun courant ne circule plus. La diode agit donc comme une sorte de soupape, ne laissant circuler le courant que dans un seul sens, comme la valve d'un pneu ou le clapet d'une pompe. Pour cette raison, elle est employée comme redresseur de courant (p. 420). La batterie alimentant la plaque (ou toute autre source remplissant la même fonction)

est souvent appelée haute tension (H. T.), tandis que l'on appelle parfois basse tension (B. T.) la source de chauffage des filaments.

Si l'on rend progressivement la plaque d'une diode de plus en plus positive par rapport à la cathode, comme par exemple en déplaçant vers le haut le curseur du potentiomètre de la figure 9.2, l'attraction qu'elle exerce sur les électrons augmente progressivement elle aussi, de même que le courant. Pour chaque valeur de la tension anodique V_a, on trouve une valeur correspondante d'intensité I_a, et si ces valeurs correspondantes sont reportées sur un graphique (fig. 9.3), on obtient une courbe appelée *caractéristique* I_a/V_a de la lampe examinée.

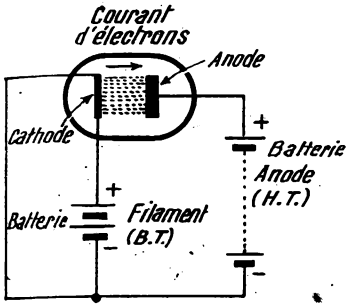


Fig. 9-1. — Courant d'électrons circulant de cathode à anode dans une diode à chauffage direct.

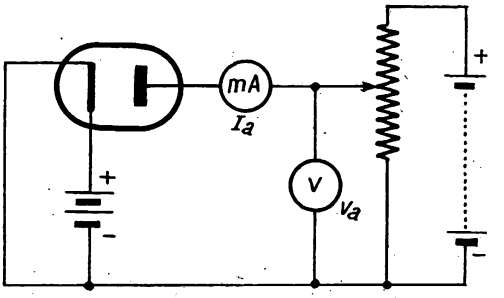


Fig. 9-2. — Circuit destiné à étudier les relations existant entre la tension anodique (V_a) et le courant anodique (I_a) dans une diode.

La forme de cette courbe caractéristique montre qu'aux faibles tensions, la plaque recueille peu d'électrons, parce qu'elle ne parvient pas à neutraliser entièrement l'effet répulsif de la charge d'espace. Plus grande est la tension positive appliquée à la plaque, plus grande sera la charge d'espace qu'elle sera capable de neutraliser; autrement dit, plus grand sera le nombre des électrons capables de circuler de cathode à anode, et plus grand sera le courant anodique. Au moment où l'on atteint le point C, les électrons arrivent à la plaque pratiquement aussi vite que la cathode est capable de les émettre, et si on accroît encore la tension plaque, cela ne servira guère qu'à recueillir quelques égarés, le courant restant pratiquement constant de C à D et au-delà. On en est arrivé au point que l'on appelle *saturation*.

Comme le courant de saturation dépend de l'émission cathodique, il dépend aussi de la température de la cathode, et même est limité par cette température, de même qu'aux basses tensions anodiques le courant est limité par la charge d'espace. Dans la plupart des lampes modernes, le courant de saturation est situé bien au-dessus de la zone de fonctionnement normal — ce qui n'est pas le cas de celle dont la figure 9.3 donne la caractéristique.

Au point B, une tension plaque de 100 V fait circuler à travers la diode un courant de 20 mA. On pourrait la remplacer par une résistance de $100/20 = 5$ kΩ sans modifier l'intensité du courant. C'est donc

pour cette tension la résistance équivalente, en courant continu, à celle de la diode. Mais, bien que dans ce sens celle-ci soit équivalente à une résistance, la courbe montre qu'elle ne se conforme pas à la loi d'Ohm. Sa résistance dépend, en effet, de la tension appliquée. Pour une intensité de 10 mA, il faut une tension plaque de 70 V. Pour cette intensité, $V/I = 70/10 = 7$ kΩ.

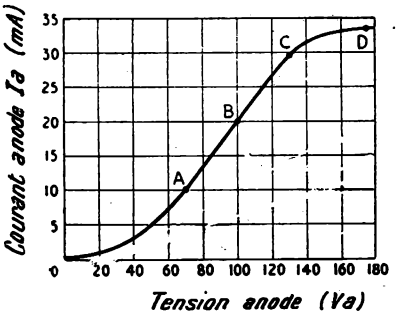


Fig. 9-3. — Courbe caractéristique d'une diode.

La raison de ce fait est que la lampe, en tant que conducteur, est totalement différente des corps conducteurs sur lesquels portèrent les expériences d'Ohm. Sa soi-disant résistance — qui est en réalité une manifestation de la charge d'espace — est semblable à la véritable résistance en ce qu'elle limite l'intensité du courant quand on lui applique une certaine tension, mais ne rend pas le courant exactement proportionnel à la tension, comme dans le cas de la figure 2.3. En d'autres termes, c'est un conducteur non linéaire.

Résistance de plaque en courant alternatif.

Il existe toutefois une autre manière d'évaluer la résistance d'une lampe. La portion de la courbe avoisinant B est pratiquement linéaire (c'est-à-dire droite). Tout le long de cette portion linéaire, une augmentation ou une réduction de tension plaque de 30 V cause une augmentation ou une réduction de débit de 10 mA. Dans cette région de la courbe, la résistance apparente de la lampe serait donc de $30/10 = 3$ kΩ. Cette valeur de résistance se maintient vis-à-vis de *variations* d'intensité comprises dans la zone qui s'étend de A à C. Si, par exemple, une tension plaque fixe de 100 V était appliquée (point B), et qu'à cette tension était superposée une tension alternative de 20 V de crête, le courant alternatif traversant la lampe et résultant de cette tension aurait une intensité de crête de 6,7 mA. Calculée d'après cette donnée, la résistance est, comme précédemment, de $20/6,7 = 3$ kΩ. Le chiffre obtenu de cette manière exprime la résistance opposée à une tension alternative superposée à une tension plaque fixe. On l'appelle pour cette raison la *résistance de plaque en alternatif* ou *résistance interne.*

Son importance en électronique est si considérable qu'on lui a alloué le symbole spécial r_a. On l'appelle parfois simplement résistance

de plaque et même, à tort, impédance. Le nombre d'unités dont le courant croît pour une unité de tension plaque est la *pente* de la courbe. Mais r_a est le nombre d'unités de tension correspondant à une unité de courant, soit 1 divisé par la pente (1/S, de *slope* qui signifie « pente » en anglais), ou autrement dit, l'inverse de la pente, au point choisi de la courbe. Comme on peut en juger d'après la figure 9.3, une forte pente de la caractéristique plaque correspond à une faible résistance interne.

La résistance équivalente en courant continu est une donnée dont on ne parle guère et dont on fait rarement usage. Nous ne l'avons mentionnée que pour attirer l'attention sur la non-linéarité de la résistance d'une lampe.

La triode.

Comme nous le verrons dans le chapitre XVI, la conductivité unilatérale de la diode la rend très utile pour *redresser* du courant, c'est-à-dire pour convertir de l'alternatif en continu. En ce sens, on peut la comparer à un interrupteur fonctionnant de manière instantanée, et pratiquement sans inertie. Mais si on insère une grille métallique entre cathode et plaque, de sorte que pour atteindre cette dernière, les électrons doivent traverser la grille, on obtient un moyen beaucoup plus efficace de modifier le courant électronique. Cela permet de faire varier la charge d'espace, qui est (mise à part la saturation) le seul facteur susceptible d'agir sur l'intensité du courant que fait circuler une tension plaque déterminée.

Si le potentiel de la *grille* est positif par rapport à celui de la cathode, elle aidera la plaque à neutraliser la charge d'espace, ce qui accroîtra le courant plaque. Et, comme la grille est plus proche de la

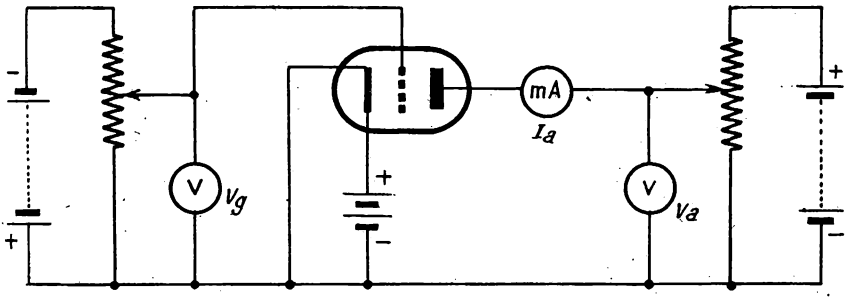


Fig. 9-4. — Circuit destiné au relevé des courbes caractéristiques d'une triode.

cathode, un « volt grille » accomplira dans ce sens plus de travail qu'un « volt plaque ». Si par contre la grille est négative, elle aidera la charge d'espace à repousser les électrons vers la cathode.

La figure 9.4 montre l'appareillage relativement compliqué dont on a besoin pour relever les caractéristiques de la lampe à trois élec-

trodes, ou *triode*. La figure 9.5 donne quelques courbes de ce genre, montrant en même temps les effets des tensions appliquées à la grille et à la plaque. Chaque courbe a été relevée pour la tension de grille fixe indiquée à côté. Il est bon de noter que cette tension, comme toutes les autres, est comptée en prenant pour zéro le potentiel de la cathode, comme on le fait toujours. Si on rend la cathode positive de deux volts par rapport à la masse générale (reliée à la terre), tandis que la grille est, elle, mise à la masse, il est quand même correct de dire que la grille est négative de 2 V, en sous-entendant « par rapport à la cathode ». Dans une lampe à chauffage direct, les tensions sont mesurées par rapport à l'extrémité négative du filament.

Coefficient d'amplification.

On peut supposer que si la grille n'est rendue ni positive, ni négative, tout se passera pratiquement comme si elle n'existait pas, ou, autrement dit, comme si on avait affaire à une diode et non à une triode. Cette supposition est confirmée par la courbe « $V_g = 0$ » de la figure 9.5. Cette courbe, en effet, pourrait fort bien être celle d'une diode. Si on excepte un déplacement progressif vers la droite, à mesure que la grille est rendue plus négative, les autres courbes sont à peu près identiques. Cela signifie que, s'il est vrai qu'une tension de grille négative réduit le courant plaque ainsi qu'il a été dit, cet effet peut être contre-balancé par une augmentation convenable de la tension plaque.

La lampe, dont la figure 9.5 donne les courbes, a un courant plaque de 10 mA pour une tension plaque de 120 V, quand la tension de grille est nulle. C'est ce qu'indique le point A. Si l'on porte alors la grille à — 6 V, le courant plaque tombe à 4 mA (point B), mais il remonte à 10 mA quand on augmente la tension plaque jusqu'à 180 V (point C).

D'un autre point de vue, la distance AC représente 60 V sur l'échelle V_a et — 6 V sur l'échelle V_g, pour un même courant plaque. Nous pouvons donc dire qu'un changement de tension grille de 6 V peut être compensé par un changement de tension plaque de 60 V, soit 10 fois plus. Pour des raisons que nous verrons bientôt, ce rapport de 10 à 1 est ce qu'on appelle le *coefficient d'amplification* de la lampe. C'est une notion de plus que l'on désigne au moyen du symbole : μ.

Comme celle de la diode, la résistance de la lampe peut se déduire de l'examen des courbes. Les quatre courbes de la figure 9.5 ont la même pente dans leur partie supérieure, et, dans cette zone, elles fourniront par conséquent la même valeur de résistance. Dans la partie inférieure, où la pente varie constamment, on trouvera toute une gamme de valeurs. Les portions linéaires indiquent une résistance de 10 kΩ ; en effet, il faut que la tension plaque varie de 10 V pour que le courant plaque varie de 1 mA.

Quand on mesure la résistance r_a d'une triode, il est très important que la variation de tension plaque ne soit accompagnée d'aucune variation de tension grille.

Pente de la caractéristique grille et conductance mutuelle.

Nous avons vu qu'un changement de tension grille de 1 V, pour la lampe que nous avons prise comme exemple, correspond à un changement de tension plaque de 10 V. Mais il existe par conséquent un autre moyen de faire varier le courant plaque de 1 mA : c'est de changer la tension grille de 1 V. Cela peut aussi se déduire des courbes : on peut voir, par exemple, que pour $V_a = 100$ V, on a, pour $V_g = 0$, un courant plaque de 8 mA, tandis que pour $V_g = -2$, ce courant est de 6 mA.

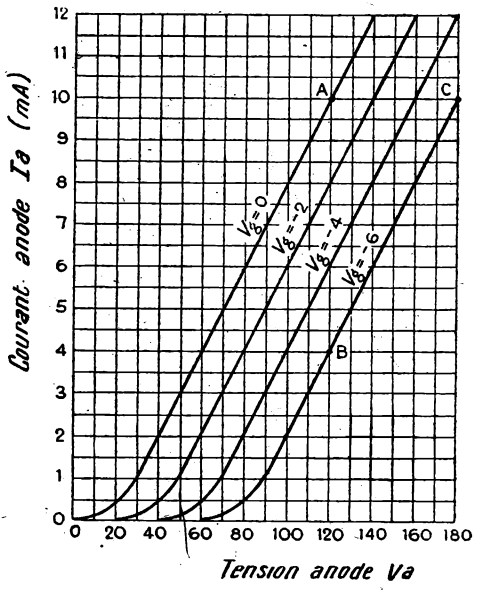


Fig. 9-5. — Courbes caractéristiques d'une triode, pour différentes tensions de grille. (Ces courbes sont quelque peu idéalisées. En pratique elles sont en général moins droites et moins parallèles).

La variation de courant plaque pour une variation donnée de la tension grille fournit un moyen commode d'évaluer le pouvoir exercé par celle-ci sur le courant électronique circulant dans la lampe. Ce pouvoir est ce qu'on nomme la *conductance mutuelle* (symbole g_m), et on pourrait l'exprimer en ampères par volt, ou mhos (p. 53) ; mais comme les courants circulant dans les lampes sont ordinairement exprimés en milliampères, on exprime le plus souvent la conductance mutuelle en mA/V. Les Américains emploient fréquemment une unité encore plus petite, le μA/V, ou micromho.

Nous avons vu que la valeur de g_m peut être tirée de courbes I_a/V_a, comme celles de la figure 9.5, pourvu que ces courbes soient établies pour au moins deux tensions de grille différentes, en cherchant quel changement de I_a correspond au changement de V_g. Naturellement, il faut prendre soin de relever les deux intensités pour une même valeur de tension plaque.

Mais on peut également et plus commodément trouver la valeur cherchée sur des courbes tracées d'une autre manière, c'est-à-dire en fixant une ou plusieurs valeurs de tension plaque, et en inscrivant les valeurs du courant plaque par rapport à celles de la tension de grille. La figure 9.6 donne quatre de ces courbes I_a/V_g, et on peut voir qu'il suffit d'une seule courbe pour trouver la valeur de g_m. BC, par exemple, représente l'augmentation de courant plaque causée par une augmentation de tension grille AB. Donc, g_m est fournie par le rapport BC/AB, qui est, dans le cas présent, de 1 mA/V. Comme ce rapport exprime également la pente de la courbe, au lieu d'employer le terme de conductance mutuelle, on parle souvent de la *pente* d'une lampe (1). Mais il faut souligner qu'il s'agit alors uniquement de la pente d'une courbe comme celle de la figure 9.6, ou autrement dit de la pente de la caractéristique I_a/V_g, dite encore *caractéristique grille*. Il ne faut pas la confondre avec la pente de la courbe I_a/V_a (fig. 9.5) qui est d'une nature différente, et, en fait, exprime la conductance de plaque, $1/r_a$. Celle-ci pourrait être également mesurée en mA/V, ces volts étant des volts plaque et non des volts grille. Mais nous savons que, quant à l'effet qu'il exerce sur I_a, un volt grille vaut μ volts plaque, de sorte que la conductance mutuelle doit être égale à μ fois la conductance de plaque. Ce qui peut s'écrire :

$$g_m = \mu \times \frac{1}{r_a}, \quad \text{ou} \quad g_m = \frac{\mu}{r_a}, \quad \text{ou} \quad \mu = g_m r_a, \quad \text{ou} \quad r_a = \frac{\mu}{g_m}.$$

Pour r_a en ohms, g_m sera en A/V ; et si g_m est en mA/V, r_a sera en kΩ.

Nous remarquons par conséquent que si l'on connaît deux de ces trois *paramètres*, on peut trouver le troisième. Il ne faut pas oublier

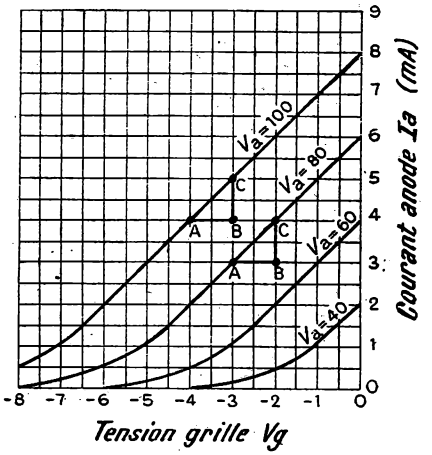


Fig. 9-6. — Quatre courbes I_a/V_g pour des tensions plaques différentes.

que les valeurs de ces paramètres dépendent de la portion de courbe considérée, ou, autrement dit, des tensions fixes appliquées aux élec-

(1) En France, le terme « pente » est beaucoup plus usité que « conductance mutuelle ». — *N. d. t.*

trodes. Plus les courbes sont linéaires, plus les paramètres sont constants. Dans les portions incurvées, ils varient énormément, surtout r_a et g_m; μ est le plus constant d'entre eux dans l'ensemble.

Application à la grille d'une tension alternative.

La figure 9.7 est la courbe I_a/V_g d'une triode typique. Comme l'indique la pente de cette courbe, la conductance mutuelle est de l'ordre de 3,5 à 4 mA/V pour des courants plaque supérieurs à environ 4 mA, mais moindre pour des courants plus faibles. Supposons

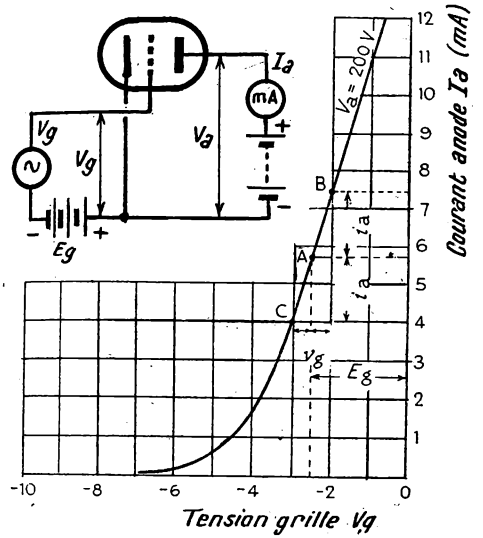


Fig. 9-7. — Résultat de l'application d'une f. é. m. alternative V_g à la grille d'une triode : on peut le déduire de la courbe I_a/V_g comme ci-contre. La polarisation grille E_g est ici de — 2,5 V.

maintenant que, comme le suggère le titre de ce paragraphe, nous appliquions à la grille une f.é.m. alternative v_g, de petite amplitude; que fera le courant plaque? Si les batteries d'alimentation fournissent respectivement à la plaque et à la grille 200 V et — 2,5 V, le courant plaque se situe aux alentours de 5,75 mA (point A de la courbe).

Si la tension de pointe de v_g est de 0,5 V, la tension grille résultante oscillera entre — 2 et — 3 V, les alternances s'ajoutant et se retranchant tour à tour à la tension fixe E_g. Le courant plaque oscillera proportionnellement aux variations de la tension grille, les points B et C marquant, pour les deux électrodes, les limites de l'oscillation. Le courant plaque, variant de 7,5 à 4 mA, diminue de 1,75 mA pendant les alternances négatives, et augmente d'autant pendant les positives. La valeur moyenne de ce courant correspond donc à celle du courant continu original, auquel s'est superposé un courant alternatif d'une intensité de pointe de 1,75 mA.

Ce courant alternatif recueilli dans le circuit plaque peut être utilisé de deux manières. Si on le fait circuler à travers une impédance, il pourra engendrer une tension alternative; et si la tension ainsi obtenue est supérieure à la tension alternative de grille qui en a été la cause, une *amplification de tension* se sera produite. Ou bien, si le courant alternatif est assez puissant, il pourra servir à actionner un haut-parleur ou autre dispositif analogue, auquel cas on dit que la lampe est un *amplificateur de puissance*. C'est cette aptitude à l'amplification qui a permis la radio moderne et le développement de toutes les branches de l'électronique. C'est là un sujet si important que nous y consacrerons plusieurs chapitres, à commencer par le chapitre XI.

Polarisation de grille.

Vous pouvez vous étonner de ce que l'on ne vous ait jamais expliqué la façon de rendre la grille positive. La raison en est qu'une grille positive attire des électrons; à ce moment, c'est une anode. L'inconvénient n'est pas le fait qu'elle dérobe ainsi des électrons à la véritable anode (car tout en en absorbant quelques-uns, elle n'en contribue pas moins à l'accroissement du courant), mais surtout le fait qu'un courant de grille signifie qu'une dissipation d'énergie a lieu en ce point. Nous comprendrons mieux plus tard ce que cela implique. Mais même au point où nous en sommes, nous pouvons comprendre que cette dissipation enlève à la lampe une de ses propriétés les plus séduisantes, savoir le pouvoir de déclencher de la puissance sans aucunement en absorber.

Pour prévenir l'établissement d'un courant de grille, on assigne donc à celle-ci un certain potentiel négatif appelé *tension de polarisation*. La valeur de cette tension est, en principe, au moins égale, et même de préférence supérieure de 1 V environ, à la tension de pointe positive maximum du signal que la lampe est appelée à recevoir. La raison pour laquelle la polarisation est supérieure à la tension de pointe du signal est que quelques électrons quittent la cathode avec une vitesse suffisante pour être contraints de faire sur la grille un atterrissage forcé, en dépit d'une légère tension négative, accident risquant de se produire tant que cette tension est inférieure à 1 volt.

CHAPITRE X

SEMI-CONDUCTEURS - TRANSISTORS

De différentes sortes de conduction.

Dans les précédents chapitres, nous avons rencontré deux manières permettant à l'électricité d'être (ou ne pas être) conduite d'un point à un autre. Une de nos premières notions d'électricité (p. 41) a été, en effet, la distinction entre conducteurs et isolants, selon que les atomes des substances possèdent ou ne possèdent pas d'électrons susceptibles de se déplacer dans une direction donnée, sous l'influence du champ électrique engendré par une force électromotrice.

Plus tard (p. 141), nous avons découvert que, par l'effet de la chaleur, il est possible de détacher des électrons de la matière, et de les utiliser pour former un courant électrique traversant l'espace privé d'air d'un tube électronique. La raison de cette manière de procéder résidait dans la facilité plus grande de commander l'intensité d'un courant, surtout aux fréquences élevées. Mais parce qu'ils laissent derrière eux des atomes chargés positivement, les électrons amoncelés en nuage dans l'espace constituent une charge négative, tendant à repousser ceux qui tentent de les suivre, de sorte qu'une tension relativement élevée est requise pour entretenir le courant, ce qui donne à la lampe une résistance apparente élevée. Ultérieurement (p. 386), nous verrons que cette difficulté peut être surmontée, bien qu'en rendant la commande du courant moins aisée, par l'introduction dans l'espace vide d'une certaine quantité de matière (sous la forme d'un gaz à basse pression) dont les atomes sont brisés en charges positives et négatives par les électrons en mouvement. Une telle conduction tient à la fois de celle des conducteurs métalliques et de celle des tubes à vide.

Mais toutes les substances ne peuvent être rangées dans une des deux catégories dont nous avons parlé, savoir : les bons conducteurs et les bons isolants. Certaines occupent une place intermédiaire, étant peut-être un million de fois moins conductrices que le cuivre, mais des milliards de fois plus conductrices que le caoutchouc. On les nomme

semi-conducteurs. Leur genre de conductivité et le comportement qui en résulte à l'égard du courant électrique les rendent beaucoup plus compliqués à étudier que les conducteurs métalliques.

Cristaux de germanium.

Le semi-conducteur qui présente le plus grand intérêt pratique à l'heure actuelle est le germanium, mais ce que nous allons en dire peut s'appliquer également au silicium.

Le germanium est un élément relativement rare, et qui fait partie d'une petite catégorie d'éléments se constituant par eux-mêmes en cristaux dans lesquels chaque atome est lié à quatre autres. Cette structure cristalline est évidemment à trois dimensions, mais peut être représentée schématiquement par la figure à deux dimensions que nous avons tracée (fig. 10.1). Chaque cercle représente un atome. Il a été prouvé que les liens qui unissent ces atomes sont dus à quatre électrons que chacun d'entre eux porte en surface. Le germanium, occupant le n° 32 dans la liste des éléments, porte autour de son noyau 32 électrons (voir page 39), ce qui fait que ce noyau possède une charge électrique positive de

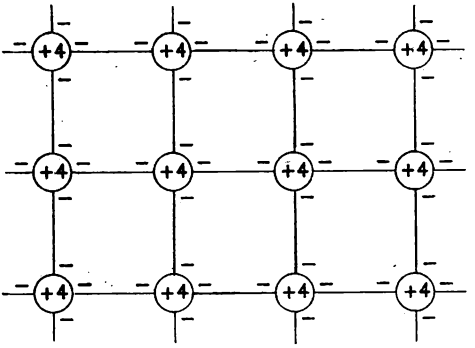


Fig. 10-1. — Représentation schématique de la liaison quadruple entre les atomes du germanium, liaison nécessaire à la formation d'un cristal parfait. Les électrons de « valence » qui en sont la cause sont indiqués par un signe « moins ».

32 unités électroniques. Mais tous ces électrons, à l'exception de quatre, sont étroitement groupés autour du noyau, de sorte que nous pouvons les considérer comme agglomérés avec lui pour constituer le gros de l'atome (s'il est permis de s'exprimer ainsi), cette masse étant dotée dans son ensemble d'une charge positive de quatre unités équilibrant celle des quatre électrons de surface servant de traits d'union avec les autres atomes. Soit dit en passant, ces quatre électrons sont les responsables des combinaisons chimiques qui peuvent se faire avec d'autres éléments, — c'est pourquoi les chimistes les appellent *électrons de valence*.

Lacunes.

Un cristal de cette sorte, s'il était parfait, n'aurait pas d'électrons libres de vagabonder aux alentours, et serait par conséquent un parfait

isolant, ce qu'il n'est jamais, pour toutes sortes de raisons. Une de ces raisons est qu'il y a déjà assez d'énergie calorifique aux températures ordinaires pour éjecter par-ci par-là un électron superficiel, lequel laisse une place inoccupée. Cette carence représente pour l'atome une charge positive, ce qui est bien évident, mais le fait curieux et intéressant

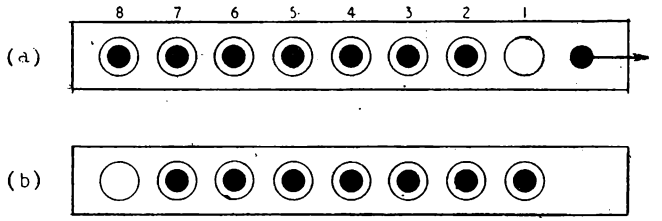


Fig. 10-2. — Plan de la salle d'attente d'un docteur avec ses 8 sièges. En a un patient entre dans le cabinet de consultation ; en b, la situation quelques instants plus tard.

qui s'ensuit est que la lacune en question est capable de se promener dans tous les coins, et finalement d'engendrer la conductivité presque de la même manière que les électrons mobiles. Bien qu'il soit difficile de comprendre la manière exacte dont ce phénomène se produit, la figure 10.2 peut aider à se l'imaginer. Supposons une rangée de patients assis dans la salle d'attente d'un docteur. Le patient du siège n° 1 vient d'être admis dans le cabinet de consultation. Pour être prêt à y pénétrer à son tour, le patient n° 2 s'assied sur le siège n° 1, le n° 3 vient occuper le siège n° 2, et ainsi de suite, jusqu'à ce que la situation soit comme représentée ~~en~~ *b*. Le siège vide a « dérivé » de toute la longueur de la pièce, bien qu'aucun patient ne se soit déplacé de plus qu'une petite fraction de cette longueur. L'appel du docteur a non seulement « attiré » un patient, mais aussi « repoussé » un siège vacant. Il est plus commode de considérer la chose de cette manière que de tenir compte des mouvements individuels des patients.

Dans la science des semi-conducteurs, le « siège vacant » se nomme une *lacune*. Cette lacune peut en pratique être considérée comme équivalente à un électron mobile, excepté qu'elle est positive au lieu d'être négative. Quand un instrument de mesure indique un courant de 1 mA, ce courant peut être causé par $6{,}24 \times 10^{15}$ électrons par seconde le traversant dans un certain sens, ou par un nombre égal de lacunes le traversant dans le sens contraire — ou encore par un mélange des deux. La conduction causée par l'agitation thermique est donc d'une nature double: chaque électron libéré crée une lacune, et quand une f.é.m. est appliquée, le courant d'électrons se déplaçant vers le pôle positif est augmenté de lacunes qui se dirigent vers le négatif. Même assistés des lacunes, les électrons libres sont quand même en nombre insuffisant par rapport à ceux d'un bon conducteur, ce qui fait qu'on ne constate qu'une semi-conduction.

Il faut quand même souligner que, strictement parlant, une lacune ne se déplace pas plus que ne faisaient les chaises de la salle d'attente.

Pourtant, le résultat est le même que si elles se déplaçaient, et il est plus facile de considérer ce mouvement apparent comme un mouvement réel, que de vouloir tenir compte des innombrables petits déplacements d'électrons qui sont, eux, la cause profonde du phénomène.

Conduction intrinsèque.

Une maquette de semi-conducteur permettant de mieux se faire une idée nette de la question pourrait être réalisée en installant sur une table bien plane une quantité de petites balles disposées de manière à représenter la structure cristalline, comme sur la figure 10.1. Ces balles pourraient être maintenues en place par de légers creux. Pour représenter une différence de potentiel, on inclinerait un peu la table, le côté soulevé étant le « négatif ». Une telle inclinaison ne ferait pas bouger nos « balles-électrons », à part qu'elles se placeraient un rien sur le bord des trous, ce qui représenterait un courant capacitif (p. 67). A une très basse température, le cristal est un isolant.

L'élévation de la température serait représentée par une vibration de plus en plus forte communiquée à la table. A un certain moment, quelques balles sortiraient de leurs trous, et, sur un plan parfaitement horizontal, se déplaceraient aux alentours sans direction déterminée. (Le plan horizontal équivaut à l'absence de f.é.m.). Ce faisant, les balles finiraient par tomber dans d'autres trous (ou lacunes laissées par d'autres balles-électrons) et pas forcément dans ceux qu'elles occupaient précédemment. Cela montrerait le déplacement erratique des lacunes. Pour un certain degré de vibration (température) un équilibre pourrait être atteint, entre les balles quittant des trous et celles retombant dans d'autres. Il y aurait de toutes façons, à mesure que la vibration s'amplifierait, de plus en plus d'électrons libres et de lacunes, de plus en plus d'électrons qui rouleraient vers le côté « positif » quand on pencherait la table. Il en résulterait un plus grand nombre de lacunes comblées du côté positif (bas) que du côté négatif. Un déplacement des lacunes se serait produit vers l'extrémité négative.

Pour représenter une force électromotrice constante, il serait nécessaire de ramener à l'extrémité haute les balles tombant de la table. Elles y viendraient alors remplir les lacunes excédentaires, ce qui rétablirait l'équilibre.

Si vous avez bien vu par l'imagination ce que nous venons de décrire, vous avez maintenant compris qu'aux basses températures un cristal de germanium est un isolant, tandis qu'à mesure que la température s'élève, il devient de plus en plus conducteur. Autrement dit, sa résistance diminue, contrairement à celle des métaux, qui augmente avec la température.

Cette sorte de conduction est appelée *intrinsèque*, parce qu'elle est une propriété inhérente du matériau.

Un effet similaire est produit par la lumière, et cet effet se traduit par l'emploi des semi-conducteurs comme détecteurs de lumière, et pour la mesure des intensités lumineuses.

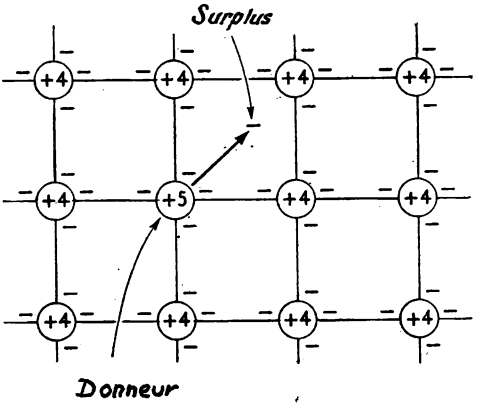


Fig. 10-3. — Comment le cristal parfait de la figure 10-1 est modifié par une impureté. Un atome possédant cinq électrons de « valence » occupe la place d'un atome de germanium.

Si une substance ne peut se cristalliser dans les conditions idéales, elle ne forme qu'un amas désordonné de petits cristaux, présentant de nombreux points de rupture. C'est également là une cause de conduction.

Effets des impuretés.

Jusqu'ici, nous n'avons envisagé que le germanium à l'état pur, et il est pratiquement impossible de l'obtenir tel. Or il peut arriver que les impuretés qu'il renferme contiennent des éléments comme le phosphore, l'arsenic ou l'antimoine, dotés de cinq électrons de valence; dans ce cas, les liaisons entre atomes ne pourront utiliser ces cinq valences, puisque le germanium n'en possède que quatre, et chaque atome de l'impureté aura un électron inoccupé, et par suite plus ou moins libre de vagabonder — d'agir comme élément de conduction. Une telle situation est représentée par la figure 10.3. Les atomes de corps étrangers capables de fournir de la sorte un surcroît d'électrons mobiles sont appelés *donneurs*. On pourrait supposer que chacun de ces électrons de surplus, en quittant son atome, laisse derrière lui une charge positive, et par conséquent, crée une lacune. Mais il faut se rappeler que le terme de lacune s'applique uniquement à une charge positive *mobile*.

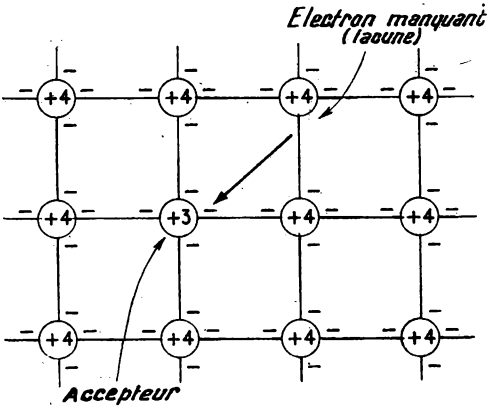


Fig. 10-4. — Exemple complétant celui de la figure 10-3 : un atome possédant trois électrons de « valence » occupe la place d'un atome de germanium.

Dans le cas présent, la charge positive est dans le noyau, et les quatre électrons de valence nécessaires aux liaisons sont tous à leur poste ; donc il n'y a pas de place vacante que pourrait venir occuper un électron de passage. Pour cette raison, les charges positives sont immobilisées, et la conduction s'opère uniquement par les électrons ; et comme les électrons sont des charges *négatives*, le germanium renfermant comme impureté un élément donneur est classé comme germanium du *type n*.

Il suffit d'une quantité extraordinairement petite d'impureté pour augmenter de manière appréciable la conductivité ; une fraction de milliardième (10^{-9}), soit beaucoup moins que l'analyse chimique la plus poussée n'est capable de déceler.

Quelques autres éléments, comme l'aluminium, le gallium et l'indium, n'ont que trois électrons de valence par atome. Quand l'impureté est constituée de substances de ce genre, la situation est exactement l'opposée de celle que nous venons de décrire. Cette fois, c'est la valence inoccupée du germanium qui provoque la formation d'une lacune, capable d'attirer un électron d'un atome voisin, ce qui de nouveau amène le déplacement des lacunes. L'atome de l'élément constituant l'impureté est alors un *accepteur*.

Quand la lacune a quitté l'accepteur — ou plus exactement, quand un électron errant est venu combler celle-ci — cet atome constitue, remarquons-le, une charge négative, attendu que sa masse ne possède à présent que trois charges positives pour neutraliser les électrons de valence, portés au nombre de quatre. Mais les charges négatives de cette espèce sont fixes, et ne prennent pas directement part à la formation des courants. Comme la conduction ne s'opère que par les lacunes, qui sont des charges *positives*, le germanium contenant comme impureté un élément accepteur est appelé germanium *type p*.

Dans de telles associations, on voit que, du point de vue de la conduction, le germanium n'a qu'un rôle passif. Il constitue en fait une espèce de réseau dans les mailles duquel sont insérés les atomes brisés des corps constituant l'impureté. Dans les schémas qui vont suivre, on a représenté uniquement ces rares atomes dispersés dans le réseau, et on a omis les atomes de germanium, afin de mieux fixer l'attention sur les premiers. La figure 10.5 montre les symboles employés à cette fin. Les charges mobiles — électrons et lacunes — sont représentées par de simples signes « — » et « + » respectivement, et les charges fixes — atomes donneurs et accepteurs — sont entourés de cercles. Quoique ces atomes fassent tous partie du réseau de cristallisation, ils sont en telle minorité et tellement dispersés que leurs positions ne rappellent plus en rien le schéma atomique de la figure 10.1.

On pourrait se demander ce qui se produit quand donneurs et accepteurs sont présents en même temps. La réponse, assez évidente, est que ces éléments tendent à se neutraliser, de sorte que (dans certaines limites) quand les deux sortes d'impuretés existent en quantités sensiblement égales, le germanium se comporte pratiquement comme s'il était pur. On fait usage de cet effet, sous le nom de *compensation*, quand on désire convertir du germanium *n* en germanium *p* (et vice-versa), en ajoutant un peu plus de l'impureté de nature opposée qu'il

n'en faut pour annuler l'effet de celle qui existe déjà. Mais il n'est pas possible par ce moyen de rendre à du germanium trop impur les propriétés du germanium exempt de toute substance étrangère.

Jonctions P-N.

Donc, nous possédons un matériau de type *p*, dans lequel la conduction est assurée par des lacunes positives; un de type *n*, où elle l'est par des électrons négatifs; enfin, un qu'on appelle quelquefois le type *i*, du mot intrinsèque, où l'équilibre est réalisé. Par lui-même, aucun d'entre ces matériaux n'est d'utilité particulière; mais au moment où

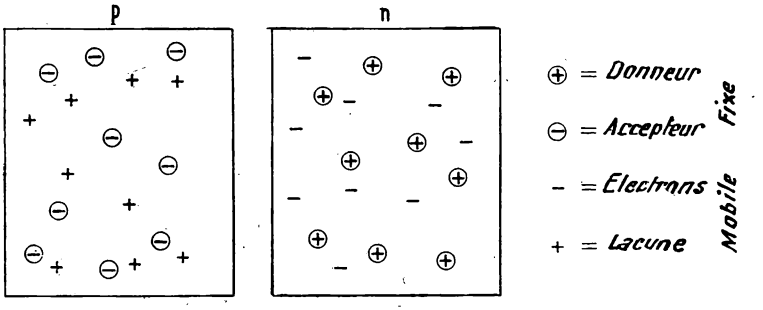


Fig. 10-5. — Représentation simplifiée de morceaux de germanium impur. On n'a indiqué que les charges électriques des atomes d'impureté brisés. Dans le germanium p, les charges mobiles sont surtout positives (lacunes), et dans le germanium n, elles sont négatives (électrons).

on les met en contact la situation commence à changer. Il ne suffit pas cependant de se borner à les rapprocher: il faut parvenir à ce qu'ils fassent bloc, et pour cela, diverses méthodes de fabrication ont été mises au point.

La figure 10.6 *a* est le schéma d'un assemblage de cette sorte, qui forme ce qu'on appelle une jonction *p-n*. Même en l'absence de tout champ créé par une f.é.m., des charges mobiles ont tendance à se déplacer par suite de ce qu'on appelle l'effet de *diffusion*. Certaines lacunes de la région *p* traversent la jonction pour se rendre dans l'autre région, qui en est relativement dépourvue, et des électrons accomplissent un déplacement de sens opposé. Ces deux mouvements constituent un courant électrique allant de *p* vers *n*, de sorte que *p* commence à se charger négativement et *n* positivement. Une différence de potentiel se développe par suite entre *p* et *n*, d.d.p. dont la polarité tend à enrayer le courant, jusqu'à ce qu'elle atteigne une valeur suffisante pour le faire cesser. Cet état d'équilibre stable est représenté sur la figure 10.6 *a* par deux signes + du côté *n*, et deux signes — du côté *p*, au voisinage immédiat de la jonction. On pourrait aussi représenter cette d.d.p. comme on l'a fait en *b*; elle est de l'ordre de quelques dixièmes de volt.

Maintenant, qu'arrive-t-il quand une f.é.m. externe est appliquée? Avec la polarité indiquée en *c*, les électrons de la zone *n* sont attirés vers le pôle + du générateur, et les lacunes de la zone *p* vers le —; il en résulte que dans la zone *n*, les charges d'un certain nombre de donneurs cessent d'être neutralisées. Ce qui est bien conforme avec ce que nous savons. Au bout d'un certain temps, entre les deux régions se développe une d.d.p. suffisante pour contre-balancer celle de la source, et un nouvel équilibre s'établit. Autrement dit, pour une source de cette polarité, la jonction cesse d'être conductrice. La figure 10.6 *b* repré-

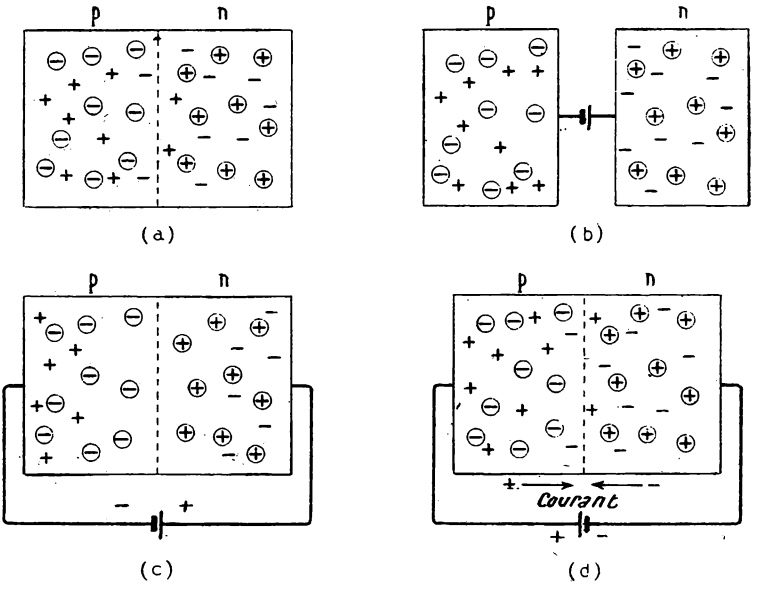


Fig. 10-6. — Quelques charges mobiles traversent une frontière non gardée a, ce qui cause un excès de — dans la zone p et de + dans la zone n; cela peut être représenté par le schéma b. Une f. é. m. extérieure (+ de côté n) augmentée de la d. d. p. en opposition, empêche toute circulation de courant (c); mais si le + est du côté p (d), la d. d. p. est réduite ou annulée et le courant circule librement.

sente cet état au moyen d'une pile imaginaire en opposition avec le générateur réel (extérieur), et montre que cette tension est une f.é.m. *inverse* de celle du générateur. Ce que le schéma ne montre pas, c'est que la tension interne s'élève jusqu'à égaliser la tension externe. La jonction ne se comporte pas comme un condensateur, mais plutôt comme une force contre-électromotrice (p. 64). On dit que la f.é.m. extérieure est branchée ici en sens *inverse*.

Supposons maintenant que la f.é.m. externe soit appliquée dans l'autre sens (*d*). Elle force les électrons à se déplacer vers la gauche, et les lacunes vers la droite; mais cette fois, le courant peut persister, parce que la polarité du générateur est de nature à entretenir les réserves. Et de ce fait, bien que le déplacement des lacunes et des électrons hors de leurs territoires respectifs tende à faire combler par ces

derniers un certain nombre de lacunes rencontrées au passage (ce qui équivaut à la suppression d'un certain nombre d'éléments conducteurs des deux espèces), le nombre de ces éléments finalement ne diminue pas, attendu qu'à mesure le générateur externe les remplace s'ils viennent à faire défaut.

La figure 10.6 *b* nous montre même que la « batterie » interne vient, dans ce rôle, assister la batterie externe, ce qui revient à dire que cette dernière est branchée dans le sens qui convient à l'entretien d'un courant permanent — le sens *direct*. La d.d.p. interne est cependant réduite du fait que des lacunes s'évadent du côté gauche, et des électrons du côté droit.

La diode au germanium.

En bref, la jonction *p-n* constitue un redresseur. L'explication de la manière dont s'accomplit cette fonction peut paraître compliquée comparée au comportement de la diode à vide (p. 142); c'est pourquoi nous croyons bon de les examiner côte à côte (fig. 10.7). Nous y voyons deux diodes à vide et deux à jonction *p-n* connectées en sens direct et inverse aux bornes d'une batterie. En *a*, les deux flèches nous rappellent qu'un courant peut être constitué de charges négatives se dirigeant vers le +, ou de charges positives se dirigeant vers le — (ou, bien entendu, des deux à la fois). En *b*, nous trouvons une diode à vide où le courant peut circuler, puisque sa cathode chaude émet des électrons, lesquels sont des charges négatives. En *c*, branchée dans l'autre sens, elle n'est pas conductrice, puisque l'anode n'émet pas d'électrons, et que ni l'une ni l'autre des électrodes ne peut émettre de charges positives. La diode *p-n* de la figure *d* est conductrice, parce que le côté *p* est relié au + ; la région *n* émet des électrons, et la région *p* des lacunes, qui sont des charges positives. Dans l'autre sens (*e*), les deux régions émettent des charges contraires à la circulation du courant, qui ne peut donc passer.

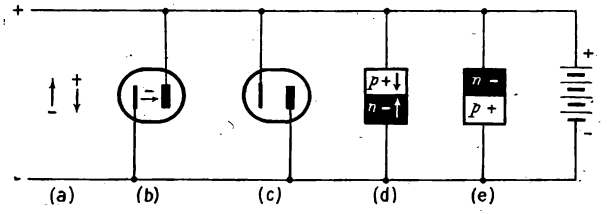


Fig. 10-7. — Comment les diodes conduisent ou ne conduisent pas selon que des « porteurs de courant » de la bonne espèce sont présents ou absents.

La diode au germanium a quelques avantages sur la diode à vide. L'absence de courant de chauffage pour la cathode rend l'élément moins fragile; les électrons ne constituent aucune charge d'espace s'opposant à l'action de l'anode, puisque leur charge est neutralisée dans le cristal par des charges positives immobilisées; de la sorte, moins de tension se trouve absorbée par la diode lors du passage du courant, et le rendement du redresseur est supérieur.

Malheureusement, on rencontre aussi quelques inconvénients. Jusqu'ici, nous n'avons pas tenu compte de la conductivité intrinsèque, qui ne dépend pas de la direction du courant; alors que la diode à vide ne laissait réellement passer du courant que dans un seul sens, le redresseur au germanium en laisse passer dans les deux sens, exactement comme s'il était shunté par une résistance. Une des causes de perturbation, la lumière, peut facilement être supprimée en enfermant la diode au germanium dans une enveloppe opaque. Mais aux températures ordinaires, le courant de fuite est déjà appréciable, et il double sensiblement chaque fois que la température s'accroît de 9°. C'est un des inconvénients les plus sérieux. Sous ce rapport, le silicium est plus intéressant, car sa conductivité intrinsèque est un millier de fois plus faible.

Enfin, encore un autre inconvénient: la capacité shunt. Il est évident qu'elle cause une fuite qui est d'autant plus importante que la fréquence est plus élevée. C'est particulièrement vrai pour les modèles à jonction, surtout quand cette dernière est de surface importante, ce qui est nécessaire quand un redresseur doit laisser passer sans s'échauffer un courant intense. C'est pour cette raison qu'en général les modèles à jonction ne conviennent pas aux hautes fréquences.

La figure 10.8 donne le schéma équivalent: le redresseur est figuré à gauche (ce qui nous permet de faire connaissance en passant, avec le symbole utilisé pour tous les redresseurs constitués de semi-conducteurs). A droite, on voit la résistance et la capacité équivalentes.

Les petites diodes au germanium, employées maintenant à profusion en télévision et dans tout l'appareillage électronique, sont en général des diodes à pointe faites d'un petit morceau de cristal type *n* sur lequel appuie un mince fil métallique. Le tout est enfermé dans une petite ampoule de verre (fig. 10.9). Pendant la fabrication, on fait passer dans la diode une impulsion de courant qui donne à la zone entourant la pointe de contact des caractéristiques de type *p*. Comme la jonction ainsi réalisée est d'une surface minuscule, la capacité est très petite également, et les diodes de ce type peuvent fonctionner à des fréquences bien plus élevées que les modèles à jonction.

Il est possible, en faisant varier différents facteurs, comme le taux d'impuretés contenu dans le germanium, de communiquer à ces diodes une gamme assez étendue de caractéristiques, bien que, dans l'ensemble, elles se ramènent toutes plus ou moins à celle qu'indique la figure 10.10. Quand la tension inverse atteint un certain niveau, on rencontre un point où le courant s'accroît rapidement même si on réduit la tension; cette inflexion de la caractéristique est dite *point de claquage*, bien qu'il n'y ait là rien d'irrémédiable comme dans le claquage d'un condensateur — ce qui prouve que le terme est mal choisi.

Avec du germanium assez pur, ce point peut être atteint pour une tension de l'ordre de 200 V. Les variétés moins pures sont préférables pour le travail aux très hautes fréquences — certaines permettent de dépasser 1000 MHz — mais les caractéristiques de tension sont moins bonnes.

Le transistor à jonction.

Sachant le progrès considérable qu'a constitué pour la diode à

vide l'adjonction d'une troisième électrode, on ne peut guère être surpris que la diode à semi-conducteurs ait subi la même transformation. Le résultat de ce perfectionnement se nomme un *transistor*, et cet engin

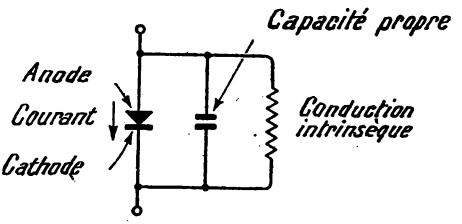


Fig. 10-8. — **Deux défauts des diodes à semi-conducteurs : on peut les représenter par des éléments équivalents en parallèles avec un redresseur « idéal ».**

nouveau a déjà détrôné les lampes dans certaines de leurs applications. De plus, on lui trouve constamment de nouvelles applications, dont certaines lui sont très personnelles.

Les premiers transistors étaient *à pointes;* mais pour la clarté des explications qui vont suivre, il est plus commode de commencer par s'occuper des modèles *à jonction*. En général, ces derniers sont faits de deux éléments de germanium type *n*, entre lesquels est interposée une très mince couche de germanium *p* (fig. 10.11), ce pourquoi on les nomme transistors *n-p-n*, à moins qu'on ait fait le contraire, et alors on a un transistor *p-n-p*. D'une manière comme de l'autre, on a en somme deux redresseurs accolés dos à dos, de sorte qu'une f.é.m. appliquée entre

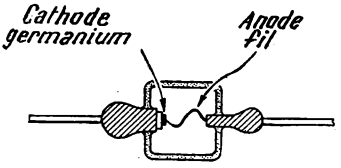


Fig. 10-9. — **Constitution d'une diode à pointe de contact.**

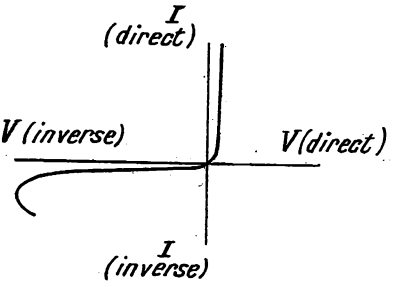


Fig. 10-10. — **Courbe caractéristique d'une diode au germanium.**

les extrémités est toujours inverse, et qu'à part le léger courant de fuite, dû à la conduction intrinsèque, aucun courant ne circule.

Cela ne mène pas à grand chose; mais voyons ce qui se produira si, dans le cas d'un transistor *n-p-n*, on donne à la couche *p* une légère polarisation positive (fig. 10.12). Cette polarisation produira un courant, ce qui est très normal quand on songe qu'en somme on applique une tension à un redresseur dans le sens direct (ou conducteur). Ce qui est plus inattendu, par contre, c'est que la plus grande partie du courant circulera de bout en bout, dans le circuit primitif, une très petite partie seulement émergeant de la couche *p*.

Comment se fait-il donc que le courant puisse subitement traverser à contresens le redresseur d'en haut? Rappelons-nous ce qui a été dit à propos de la figure 10.7; un courant ne peut normalement circuler dans ce sens à travers une jonction *p-n* parce que les seules charges mobiles qu'on trouve en nombre important dans une zone *p* sont des lacunes, qui sont repoussées par le potentiel positif de la région *n* du haut. Mais celle d'en bas dispose d'un grand nombre d'électrons mobiles, qui sont attirés par la couche *p* quand on rend celle-ci positive. Autrement dit, la région *n* du bas émet des électrons dans une zone qui en était privée; cette région *n* est pour cette raison appelée *l'émetteur*, et

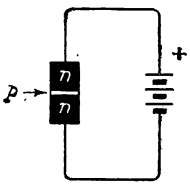


Fig. 10-11. — Un transistor triode est fait de deux diodes au germanium placées dos à dos. Branché de la manière que l'on voit, il laisse passer dans quelque sens que ce soit très peu de courant.

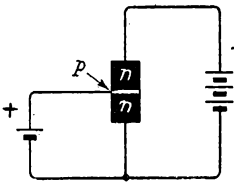


Fig. 10-12. — Une polarisation de signe convenable appliquée à la couche médiane (p) accroît le courant passant de l'une à l'autre des parties externes (n).

correspond à la cathode d'une triode à vide. Les électrons ainsi introduits dans la couche *p* sont attirés par le potentiel positif de la zone *n* du haut, que pour cela on nomme le *collecteur*, et qui correspond à l'anode. L'intensité du courant de collecteur dépend du potentiel de la couche *p*, qui joue le rôle de la grille de la triode, et qu'on appelle la *base*. Pourquoi la base? Cela n'a guère de sens, à première vue. Comme nous le verrons par la suite, l'origine de ce nom est d'ordre plutôt historique que technique.

Quand on rend positive la grille d'une triode, elle attire des électrons: il y a courant de grille. De même quand on rend positive la base d'un transistor. Mais si la base est extrêmement mince (deux centièmes de millimètre et même moins), de sorte que les électrons qui y pénètrent ne soient qu'à cette distance du collecteur, on a constaté qu'au moins 95 % du courant de l'émetteur atteignait le collecteur. Cette fraction, légèrement inférieure à l'unité, est désignée par le symbole α (lettre grecque *alpha*). De ce fait, le courant de collecteur I_c peut être de 20 à 100 fois plus grand que le courant de base I_b qui le détermine.

Donc, s'il existe quelques frappantes analogies entre la triode à vide et le transistor, il existe aussi de notables différences. La triode est un redresseur branché aux bornes d'une source de tension (relativement élevée) dans le sens où le courant peut circuler. Le courant en question peut être accru ou réduit en appliquant à la grille une tension positive ou négative; pour éviter le courant de grille, on la rend d'ordinaire négative, de sorte qu'en pratique le courant plaque est commandé dans le sens négatif lui aussi: quand il change, c'est généralement pour diminuer. Le transistor, au contraire, est branché selon le sens inverse, c'est-à-dire qu'il se présente vis-à-vis de la source dans la position de non-conductivité, de sorte qu'aucun courant n'y circule,

à part un léger courant de fuite. Polariser négativement la base ne ferait qu'ajouter aux deux autres un redresseur de plus, branché lui aussi dans le sens inverse. Aussi, en pratique, faut-il que la base soit polarisée positivement. Et, bien que dans ces conditions un certain courant de base soit inévitable, on obtient l'avantage de produire et de commander un courant de collecteur beaucoup plus important.

De même que la diode à jonction, le transistor est exempt de la charge d'espace qui, dans la triode à vide, freine le passage du courant, ce qui fait qu'une tension de quelques volts suffit à son fonctionnement. La polarisation de base, elle-même, se réduit ordinairement à une fraction de volt.

Courbes caractéristiques.

Pour pousser plus loin l'examen de la question, nous emploierons un circuit fort analogue à celui de la figure 9.4. Nous noterons seulement l'absence de la source de chauffage de la cathode, l'addition

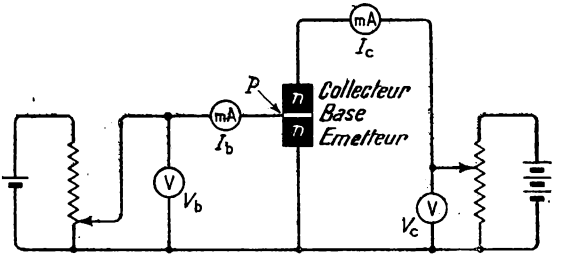


Fig. 10-13. — Montage similaire à celui de la figure 9-4, pour relever les caractéristiques d'un transistor.

d'un milliampèremètre destiné à la mesure du courant de base, et les tensions d'alimentation considérablement plus basses, toutes deux de même sens par rapport à l'émetteur. Avec ce montage (fig. 10.13), on peut tracer un certain nombre de courbes I_c/V_c pour des tensions de base déterminées, que l'on peut comparer aux courbes de la figure 9.5. Si nous le faisions, nous constaterions qu'au lieu d'être régulièrement espacées, ces courbes seraient au départ serrées les unes contre les autres, s'écartant ensuite progressivement, ce qui prouve que le changement de I_c n'est pas constamment proportionnel au changement de V_b qui en est la cause. Il nous sera plus utile de tracer des courbes I_c/V_c pour des intervalles égaux de *courant* de base, comme le montre la figure 10.14, courbes qui sont alors espacées peut-être plus régulièrement encore que celles d'une triode à vide.

On peut mieux s'en rendre compte encore en traçant un graphique de I_c par rapport à I_b pour une tension V_c fixe, comme le montre la figure 10.15, dont la linéarité est réellement frappante.

Tout ce qui vient d'être dit concerne les transistors *n-p-n*, parce qu'il est plus facile de faire une comparaison entre ce type et la lampe triode. Pour obtenir les mêmes données concernant les transistors *p-n-p*, il suffit de mettre un — partout où l'on avait un +, et de remplacer « lacunes » par « électrons ».

Paramètres.

La figure 10.14 nous montre au premier coup d'œil, étant donné la pente très faible que présentent les courbes sur la plus grande partie de leur étendue, que la conductance du collecteur est inférieure à celle d'une triode de type courant. Autrement dit, sa résistance est plus grande que la résistance r_a de la triode. Pour des raisons que nous verrons plus loin (p. 401), cette résistance *n'est pas* désignée par le symbole r_c. Pour un courant $I_b = 0$, le collecteur présente la résistance inverse d'une diode, de sorte que son courant est dû uniquement à la conductivité intrinsèque; il y a si peu d'électrons mobiles dans ces conditions qu'une tension V_c de moins d'un dixième de volt suffit à causer la saturation. (Comparer avec la saturation dans le sens direct d'une lampe à vide, page 143.) La courbe I_c/V_c correspondant à cet état est à peine distincte de la ligne « zéro », et presque horizontale, ce qui prouve une très grande résistance de collecteur. Idéalement, elle devrait être infinie. A mesure que I_b croît, cette résistance diminue, mais même pour un courant de 0,3 mA, elle reste encore élevée comparativement à celle de la triode. Le courant de faible intensité et de valeur presque constante, I_c, pour $I_b = 0$, est affecté du symbole spécial I_{co}, et exprime plutôt un défaut qu'une qualité.

La conductance mutuelle, ou pente de la caractéristique I_c/V_b (comparer avec ce qui a été dit p. 147), n'est pas, comme dans le cas des triodes à vide, un facteur d'usage courant; cela vient de ce qu'il s'agit ici d'une donnée extrêmement variable; ce pourquoi, d'ailleurs, nous ne nous sommes pas donné la peine de la représenter graphiquement. Pour la même raison, on ne s'occupe pas non plus du coefficient d'amplification de tension. Ce dont on tient compte, c'est du coefficient d'*amplification de courant*, qui est traduit par la pente de la caractéristique I_c/I_b (fig. 10.15) laquelle est, comme nous l'avons déjà dit, remarquablement constante.

Nous avons déjà noté également que le rapport entre courant de collecteur et courant d'émetteur (I_c/I_e) s'appelle α et est légèrement inférieur à 1. Sachant que $I_e = I_c + I_b$, nous avons:

$$\alpha = \frac{I_c}{I_c + I_b}$$

$$\alpha I_c + \alpha I_b = I_c \qquad \alpha I_b = (1 - \alpha) I_c$$

dont on tire

$$\frac{I_c}{I_b} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

qui est l'amplification de courant. On emploie pour la désigner divers symboles tels que α', β (*bêta*), α_{cb} et α_e. Le plus souvent on emploie α', mais nous verrons plus loin qu'il vaudrait mieux employer α_e.

En gros, lorsqu'il s'agit de comparer l'une à l'autre deux triodes à vide du point de vue de leurs caractéristiques, il suffit de connaître deux des trois paramètres que nous avons étudiés: r_a, μ et g_m. Le troisième peut toujours se déduire facilement des deux autres. Pour les transistors, comme il faut considérer *à la fois* tension et courant de

base, il est nécessaire de connaître au moins quatre paramètres, qu'il faut choisir parmi tous ceux d'une liste interminable; et le pire est que, jusqu'à présent, aucun accord n'a été réalisé pour fixer lesquels il convient d'adopter.

Nous reviendrons sur ce problème dans le chapitre XXII. En attendant, il nous suffira de savoir que le coefficient d'amplification de courant α_e est de l'ordre de 20 à 100, et que les valeurs de résistance collecteur-émetteur et base-émetteur les plus communes sont respecti-

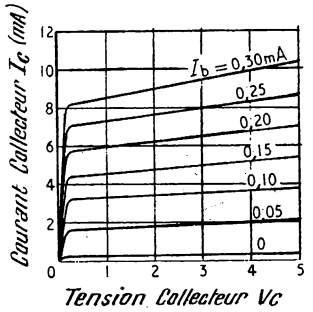


Fig. 10-14. — Courbe I_c/V_c des transistors n-p-n à jonction.

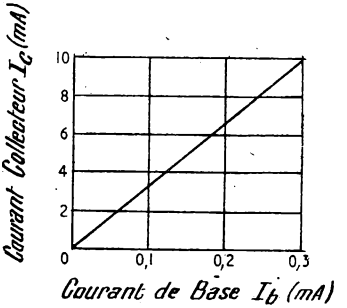


Fig. 10-15. — Caractéristique I_c/I_b d'un transistor branché selon la figure 10-13.

vement de 30 kΩ et 1 kΩ. I_{co} doit évidemment être le plus petit possible; sa valeur aux températures courantes est de l'ordre de 25 μA. Le fait que le transistor soit commandé par un *courant* (et non plus une tension) constitue la différence la plus importante par rapport aux lampes à vide.

Transistors à pointes.

Le premier type de transistor, dont l'invention fut annoncée en 1948, n'était qu'une modification de la diode au germanium de la figure 10.9, modification accomplie en plaçant, à proximité immédiate de la première, une seconde pointe de contact. On baptisa un de ces contacts *émetteur* et l'autre *collecteur*, et on appela *base* l'électrode de germanium. C'était là une appellation évidemment plus logique que dans le cas du transistor à jonction. Depuis cette époque, on a découvert que la formation du transistor par l'application d'impulsions de courant aux pointes de contact transformait le germanium avoisinant les pointes en germanium *p*, ce qui fait qu'un transistor à pointes est du type *p-n-p*. Comme le transistor *p-n-p* à jonction, le transistor à pointes demande une tension d'émetteur positive et une tension de collecteur négative. (Il est utile de se rappeler que dans *tous* les types de transistors, l'émetteur doit être polarisé dans le sens direct — assurant la conduction — et le collecteur dans le sens inverse.)

Placer les pointes de contact très près l'une de l'autre (ordinairement à une distance de l'ordre du dixième de millimètre) équivaut à employer une base très mince dans un transistor à jonction, ou, en

gros, à permettre aux lacunes de « sauter » directement d'émetteur à collecteur, à travers cette mince barrière.

Dans le transistor à pointes, un changement d'intensité donné de l'émetteur produit un plus grand changement d'intensité du courant de collecteur; autrement dit, α, au lieu d'être légèrement inférieur à 1, est de l'ordre de 2, et même plus. De ce fait, au lieu que la source V_b débite un léger courant de base, c'est au contraire cette dernière qui débite dans la source un courant (plus important que l'autre n'était), courant provenant du collecteur et qui se trouve en opposition avec la f.é.m. de V_b.

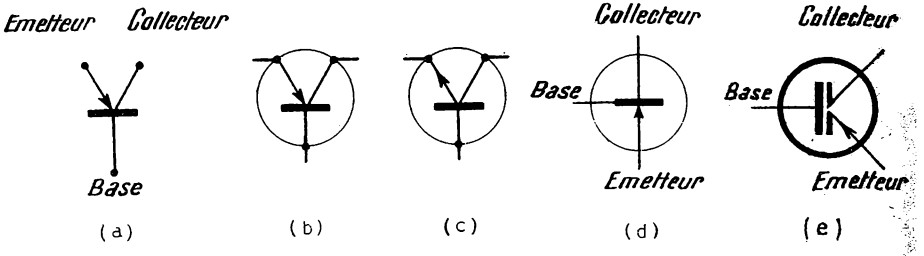


Fig. 10-16. — En a et b, symboles usuels des transistors : à pointe ou p-n-p à jonction — l'enveloppe est facultative. Le type n-p-n est représenté avec une flèche de sens opposé, (c). Le symbole (d) convient mieux à la représentation des habituels p-n-p à jonction. En e, la représentation graphique couramment employée en France.

Ce phénomène est encore mal expliqué, et on a constaté que le transistor à pointes était en vérité passablement plus complexe dans son fonctionnement qu'un simple *p-n-p* à jonction. L'importance du paramètre α a des répercussions considérables sur le fonctionnement; en particulier, montés selon le schéma 10.12, les transistors à pointes sont instables, susceptibles de laisser passer des intensités excessives et qui risquent de les détruire, si on ne prend certaines précautions. Ce risque est accru par les faibles dimensions des contacts, lesquelles interdisent toute dissipation de puissance un peu considérable. Leur bruit de fond est de plus supérieure à celui des modèles à jonction. Ces raisons, et certaines autres, rendent leur emploi rare à l'heure actuelle.

Symboles.

Le symbole que montre la figure 10.16 en *a* et *b* date évidemment du temps des transistors à pointes. Néanmoins, on l'emploie toujours couramment pour les modèles à jonction. Il sert à représenter dans les schémas les transistors *p-n-p*. Les modèles *n-p-n* se distinguent par le sens inversé de la flèche (*c*). Evidemment, ces symboles n'évoquent guère ce qu'ils ont mission de représenter, et l'on risque à leur vue d'être quelque peu induit en erreur. C'est pourquoi différents schémas plus convenables ont été suggérés, tel celui de la figure 10.16 *d*, plus approprié aux circuits modernes. En France, les *Editions Radio* ont créé le symbole représenté figure 10.16 *e;* il est employé dans ce livre à la place du petit dessin de la figure 10.13, qui, bien qu'il ait l'avantage de montrer la structure de l'élément, est trop long à tracer en pratique.

CHAPITRE XI

L'AMPLIFICATION

Un cercle vicieux.

A la fin du chapitre IX, nous avons découvert qu'une tension alternative appliquée à la grille d'une lampe était reproduite dans le circuit de plaque sous la forme d'un courant alternatif.

Ensuite, nous avons appris qu'un courant appliqué à la base d'un transistor était reproduit dans le circuit du collecteur sous la forme d'un courant beaucoup plus intense.

Laisser le courant alternatif issu de la plaque ou du collecteur s'écouler purement et simplement à travers la batterie d'alimentation ne servirait évidemment à rien. Pour produire des effets, ce courant doit traverser un organe d'utilisation présentant une certaine impédance. Et, par conséquent, aux bornes de l'organe en question, lequel reçoit le nom de *charge*, il est certain que l'on va trouver une tension variable. Or, du fait que la batterie fournit une tension constante, la tension variable se trouvera appliquée à la plaque de la lampe.

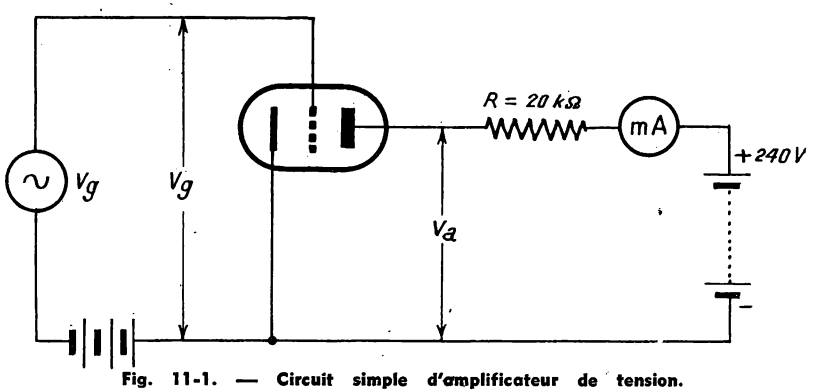


Fig. 11-1. — Circuit simple d'amplificateur de tension.

Cela complique les choses, car la pente I_a/V_g, qui nous indique de combien le courant plaque I_a variera pour une variation donnée de la tension V_g, a été déterminée pour une tension V_a de valeur fixe. La résistance de plaque r_a (courbe I_a/V_a) signale dans quelle mesure I_a dépend de V_a; et voici la difficulté: pour connaître la variation de V_a, nous devons connaître celle de I_a, connaissance qui elle-même implique celle... de la variation de V_a. De quoi se dire: « Nous n'en sortirons jamais. »

Considérons par exemple le circuit de la figure 11.1, qui est semblable à celui de la figure 9.7, à part l'addition de la charge de plaque. Pour n'avoir pas à envisager de questions de fréquence, celle-ci est une simple résistance R, de 20 kΩ. Il serait facile, sans cette résistance, de calculer la valeur du courant alternatif traversant le circuit plaque: ce courant serait simplement égal à la tension alternative de grille multiplié par la pente de celle-ci, en mA/V. Mais, du fait que le courant alternatif traversant R fait varier V_a, la valeur de cette pente, établie pour une tension V_a fixe, n'est plus valable. Si nous connaissions la valeur du courant alternatif de plaque, nous pourrions savoir à combien se monte la variation de V_a, mais nous ignorons la valeur de ce courant.

La droite de charge.

Pourtant, si nous disposons d'un certain nombre de courbes I_a/V_a, nous pouvons trouver un moyen de sortir du cercle vicieux. Pour ne pas avoir à reprendre constamment la figure 9.5, nous avons tracé (fig. 11.2) une série de ces courbes, moins théoriques que celles de la figure 9.5.

Supposons que la source de tension plaque fournisse 240 V, et que R soit toujours de 20 kΩ. Nous pouvons rapidement trouver la tension V_a, tension réellement présente sur l'anode, pour n'importe quelle valeur de courant. Pour $I_a = 0$, la chute de tension (évidemment égale à I_aR), est nulle elle aussi, et par conséquent, la pleine tension de la source sera appliquée à l'anode. Dans ce cas, $V_a = 240$ V. Pour $I_a = 1$ mA, $I_aR = 20$ V, d'où $V_a = 240 - 20 = 220$ V. De même, pour $I_a = 2$ mA, $V_a = 200$ V, et ainsi de suite. Si nous reportons tous les points ainsi obtenus sur la figure 11.2, nous obtenons la ligne droite marquée R = 20 kΩ. Or, cette ligne délimite les seules combinaisons possibles de I_a et V_a pour R = 20 kΩ. R étant la résistance de charge, on nomme la ligne: *droite de charge*. Pour une valeur de R égale (par exemple) à 10 kΩ, on obtiendrait tout aussi facilement une autre ligne, de même que pour n'importe quelle valeur de R.

En même temps, les courbes nous indiquent les seules combinaisons possibles de I_a et V_a pour la lampe en question et pour une valeur donnée de V_g. Quand on emploie ensemble cette lampe précise et cette résistance de charge, les seules combinaisons possibles de I_a et V_a sont celles que marquent des points situés à la fois sur la droite de charge et sur les courbes appropriées : par exemple, le point A, qui indique $I_a = 3{,}5$ mA pour $V_a = 170$ V. Le courant de

3,5 mA traversant la résistance de 20 kΩ produit une chute de tension de 3,5 × 20 = 70 V, qui, ajoutés aux 170 que nous indique la courbe, correspondent bel et bien aux 240 V de la source. Comme le point A se trouve sur la courbe marquée $V_g = -2{,}5$ V, cette tension de polarisation est la seule qui satisfasse aux conditions énumérées.

Amplification de tension.

Supposons maintenant que nous fassions passer la tension de grille à — 1,5 V. Le *point de fonctionnement* (car c'est ainsi qu'on l'appelle) se déplacera en B, car B est le seul point se trouvant à la fois sur la droite de charge et la courbe $V_g = -1{,}5$ V. Le courant plaque,

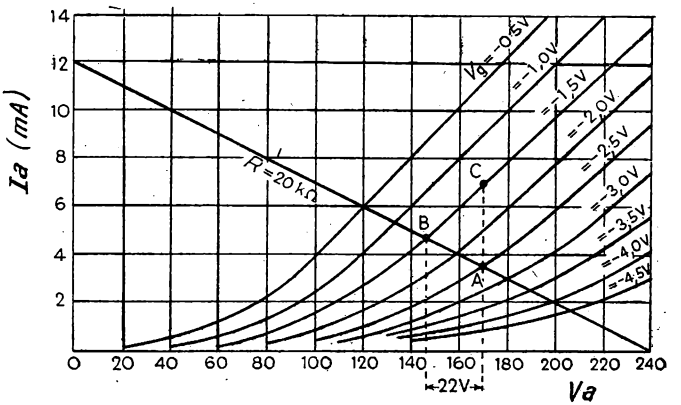


Fig. 11-2. — Le problème consistant à déterminer l'amplification de la lampe (fig. 11-1) est ici résolu graphiquement au moyen des courbes I_a/V_a.

qui était de 3,5 mA, passe à 4,6 mA, ce qui représente une augmentation de 1,1 mA. Donc, la chute de tension due à R augmente de 1,1 × 20 = 22 V, et la tension plaque V_a baisse d'autant.

Puisqu'un changement de tension grille de 1 V a produit un changement de tension plaque de 22 V, nous avons obtenu une multiplication de tension (on dit une amplification ou un *gain*) de 22. Si la plaque avait été reliée directement à une batterie de 170 V, aucun changement de V_a ne se serait produit, et le point de fonctionnement se serait déplacé en C, ce qui représente une augmentation de I_a égale à 3,5 mA. La raison pour laquelle l'augmentation réelle n'a été que de 1,1 mA est que la chute de 22 V dans la résistance de charge a partiellement contre-balancé l'augmentation de V_g: la tension V_a n'était plus alors que de 170 — 22 = 148 V.

Il est important d'observer que rendre la grille moins négative (ce qui constitue une augmentation de tension) rend la plaque moins positive (ce qui constitue une diminution). Par conséquent, un ampli-

ficateur comme celui que nous venons d'étudier renverse le signe de la tension amplifiée. Le signal sortant est déphasé de 180° par rapport au signal entrant.

« Générateur équivalent ».

Il serait évidemment très commode de pouvoir calculer l'amplification de tension quand on ne dispose pas des courbes d'une lampe, et qu'on n'en connaît que des paramètres comme μ et r_a. Or, cela est possible ; mais pour comprendre de quelle manière on y parvient, il nous faut revenir à la figure 9.4. Dans ce montage, nous disposons de réglages permettant de faire varier les tensions appliquées à la grille et à la plaque.

Pour commencer, ne touchons pas à V_g. Nous faisons changer V_a, et cela se traduit par une variation d'intensité que nous indique le milliampèremètre. La même variation d'intensité plaque, que nous donne une certaine variation de V_a, pourrait être obtenue si une résistance de valeur égale à r_a était substituée à la lampe (p. 144). Si nous ne considérons que les variations, et que nous ne nous occupons pas des valeurs de I_a et V_a nécessaires à obtenir un point de fonctionnement situé dans une partie linéaire de la caractéristique, nous pouvons dire que, du point de vue de la batterie d'alimentation plaque, la lampe apparaît comme une résistance égale à r_a.

Maintenant, laissons V_a fixe et faisons varier V_g. A la stupeur de la batterie de tension plaque, qui ne comprend rien au caractère des lampes, I_a recommence à varier. Si la batterie en question était capable de penser, elle croirait qu'ou bien r_a a changé, ou bien que la lampe contient une autre batterie, de f.é.m. variable. Pour faciliter son choix, nous pouvons faire varier légèrement V_a — juste assez pour vérifier la valeur de r_a d'après le changement d'intensité de I_a — pour plusieurs valeurs de V_g. Pourvu que ce faisant nous ayons pris la précaution de nous maintenir dans la partie linéaire de la caractéristique, nous pourrons constater que la valeur de r_a ainsi mesurée reste, pour le moins approximativement, la même pour toutes les valeurs de V_g. De sorte que l'hypothèse de la résistance variable est éliminée, et qu'il ne reste que celle du générateur interne. Mais NOUS, qui comprenons quelque chose aux lampes, nous savons que faire varier V_g a μ fois autant d'effet sur l'intensité I_a que la même variation de V_a.

Nantis de cette science, nous pouvons tracer (fig. 11.3) un schéma (comparable à la figure 11.1) qui montre à quoi la lampe ressemble, regardée du côté du circuit plaque. Son comportement est assimilable à celui d'une boîte contenant un générateur de f.é.m., μv_g, en série avec une résistance r_a. Nous avons déjà rencontré des exemples d'une telle substitution (sur le papier) : remplacer un élément d'un circuit par quelque chose qui (dans certaines limites) se comporte de la même manière que le circuit réel, mais rend le calcul plus facile à effectuer. Par exemple, la résistance dynamique remplaçant le circuit résonnant parallèle (fig. 8.12). Et maintenant, nous avons cette astuce du géné-

rateur équivalent à la lampe — un des petits trucs les plus importants et les plus utiles qui soient.

Mais il ne faut pas oublier ce « *dans certaines limites* » ; car dans le cas présent, il y a deux limites, qui sont : 1) le fait que pour qu'une lampe se comporte comme une résistance ohmique, elle doit travailler à des valeurs de tensions grille et plaque correspondant à des parties linéaires de sa caractéristique (or, cette linéarité n'est jamais parfaite, de sorte que r_a n'équivaudra jamais qu'approximativement à une résistance ohmique) ; et 2) le fait qu'on ne tient pas compte des valeurs initiales de V_a, V_g et I_a, — lesquelles ne sont que les circonstances nécessaires à la réalisation du point 1) —, et que l'on considère indé-

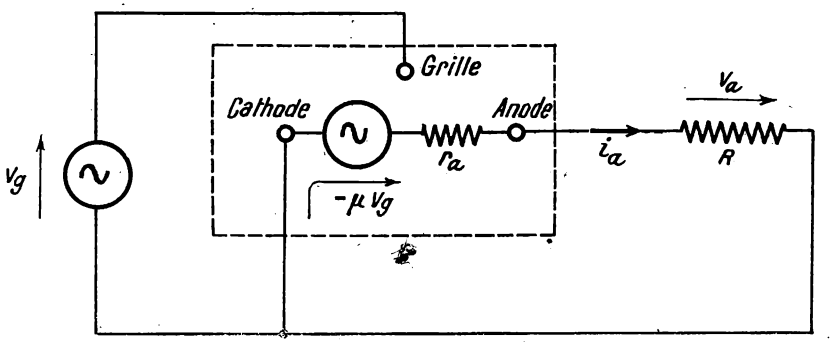


Fig. 11-3. — Le « générateur équivalent » de la lampe (fig. 11-1) aide à calculer l'amplification qu'elle est capable de fournir.

pendamment de ces facteurs les *variations* de tensions et de courants censées représenter le *signal*, dans la région linéaire des caractéristiques. Par exemple, si I_a oscille entre 3 et 5 mA, le générateur équivalent ne tient compte que de l'intensité de pointe i_a du signal, laquelle est de 1 mA, et ne se préoccupe pas de la base de départ — une intensité *au repos* de 4 mA.

Ne pas parvenir à faire une distinction nette entre ces deux choses (le courant d'alimentation et le courant constituant le signal) empêche totalement la compréhension de la notion suivante, savoir la raison pour laquelle μv_g, dans la figure 11.3, est affecté du signe « moins ». On entend des personnes soutenir que, pour la raison qu'un changement positif de v_g (par exemple de — 2,5 V à — 1,5 V) produit une *augmentation* de I_a, la tension de signal imaginaire μv_g doit être positive. Et alors, ils sont pantois devant le fait que v_a, le signal amplifié, est négatif, comme nous l'avons vu plus haut. S'ils arrivaient à se mettre dans la tête que tension et courant d'alimentation n'ont rien à voir avec la figure 11.3, ils éviteraient de tomber dans un tel dilemme. Il arrive, par hasard, que le courant d'alimentation parcourt le circuit dans le sens opposé à celui des aiguilles d'une montre ; mais si nous négligeons ce fait, rien ne nous empêche d'adhérer à la convention

qui dit que l'on doit compter les tensions à partir du potentiel de la cathode. Si la tension du générateur imaginaire était $+ \mu v_g$, un signal positif v_g appliqué à la grille rendrait l'anode plus positive, ce qui est contraire aux faits constatés. Et il est contraire aux conventions établies de remédier à cette situation en comptant les tensions à partir de l'anode. Donc, la logique est d'appeler $-\mu v_g$ la tension du générateur imaginaire.

Calcul de l'amplification.

Et maintenant, appliquons cette technique du générateur imaginaire au problème que nous désirions résoudre, c'est-à-dire au calcul de l'amplification procurée par une lampe.

Le courant de signal i_a (fig. 11.3) est, d'après la loi d'Ohm, égal à la f.é.m. dudit signal (amplifié) divisée par la résistance totale du circuit: $-\mu v_g/(R + r_a)$. La tension de sortie v_a est produite par le passage de ce courant à travers R; elle est donc égale à $-\mu v_g R/(R + r_a)$. L'amplification de tension (désignée par le symbole A) est égale à v_a/v_g; donc

$$A = \frac{-\mu R}{R + r_a}$$

Le signe — correspond à ce que nous avons constaté p. 171. Appliquons ces résultats au cas considéré conjointement à la figure 11.2. En employant les méthodes déjà décrites (p. 144 et 146), nous trouvons que dans la région du point A, la lampe en question a une résistance r_a d'environ 14,5 kΩ et un coefficient μ de l'ordre de 39. Enfin, R est de 20 kΩ. Substituons ces valeurs aux symboles de la formule : $A = -39 \times 20/(20 + 14{,}5) = -22{,}6$, gain de tension qui correspond sensiblement à ce qui a été trouvé par la méthode graphique. Remarquons que le signe — n'est placé là que pour rappeler que v_a est déphasé de 180° par rapport à v_g, et que, ce fait étant sous-entendu, on l'omet le plus souvent.

Effet de la charge sur l'amplification.

La formule que nous venons d'employer montre que si $R = 0$, $A = 0$. Elle montre aussi qu'en rendant R assez grande pour que r_a soit négligeable en comparaison, A serait presque égale à μ — ce qui est la raison pour laquelle ce paramètre a reçu le nom de *coefficient d'amplification*. Le résultat obtenu avec des valeurs intermédiaires de R s'exprime le plus clairement au moyen d'un graphique où l'on porte les valeurs de A (obtenues par le calcul au moyen de la formule) par rapport aux valeurs correspondantes de R. C'est la ligne en trait plein de la figure 11.4 (1).

(1) Cette figure fait usage d'échelles logarithmiques (p. 17), afin de pouvoir couvrir une gamme étendue de valeurs sans que la plupart des indications soient resserrées dans le même coin. Voir aussi page 177.

Tout cela pourrait faire supposer que pour obtenir le plus de gain possible, le mieux est d'employer la plus grande valeur possible de R. Malheureusement il y a à cette manière de procéder une sérieuse objection : pour empêcher r_a de s'accroître également d'une manière excessive, il faut augmenter la tension d'alimentation de manière à maintenir l'intensité du courant plaque. Dans le cas considéré, si on porte R de 20 à 100 kΩ, afin d'élever l'amplification de 22 à 34, il faut $80 \times 3{,}5 = 280$ V de tension plaque en plus pour maintenir à 3.5 mA l'intensité plaque correspondant au point de fonctionnement

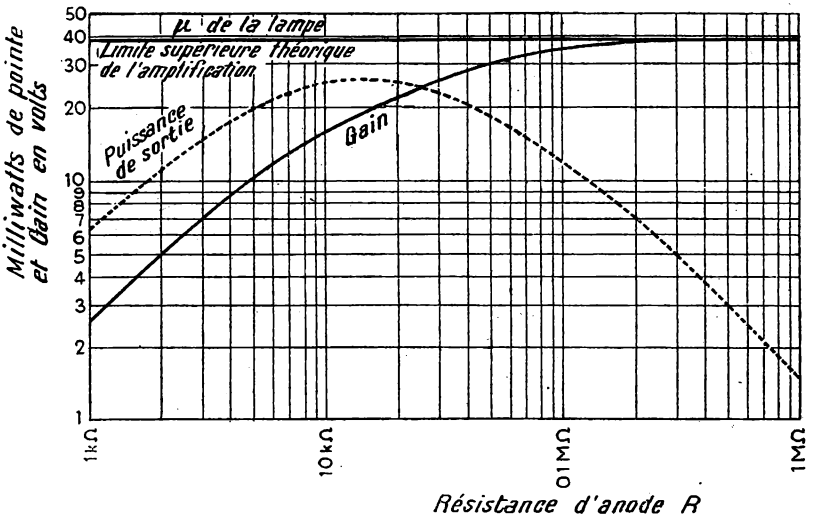


Fig. 11-4. — La ligne en trait plein montre dans quelle mesure l'amplification de tension dépend de la valeur de la résistance de charge R. Les calculs ont été faits pour une lampe ayant un coefficient d'amplification μ (ou k) = 39, et une résistance de plaque R_a = 14,5 kΩ. La courbe en pointillé indique la puissance de pointe en milliwatts fournie à R pour une attaque de grille de 1 V de pointe.

choisi. Il en résulte que tout gain supérieur aux deux tiers de μ ne peut être obtenu qu'à grands frais de tension d'alimentation.

Tous ces faits peuvent se déduire de la figure 11.2. Pour toute valeur de R supérieure à 20 kΩ, la droite de charge est presque horizontale. Pour obtenir qu'elle continue de passer par le point A, il faudrait qu'elle pivote autour de A pour que son extrémité gauche rencontre l'échelle des volts à une tension supérieure à 240. En même temps, le courant plaque tendrait à rester plus constant durant la variation de V_g, de sorte que la variation résultant de V_a se rapprocherait de μv_g, et vice-versa pour les valeurs inférieures de R.

Loi de la puissance maximum

Pour certains usages (par exemple pour faire fonctionner des haut-parleurs), ce n'est pas l'amplification de tension qui est intéressante,

mais bien la *puissance de sortie*. Celle-ci, évidemment, est égale à $i_a v_a$, ou encore à $i_a^2 R$ (p. 61), et elle peut par conséquent être calculée au moyen de la valeur de i_a trouvée plus haut, savoir — $\mu v_g/(R + r_a)$. Si nous appelons P la puissance, nous aurons

$$P = \left(\frac{\mu v_g}{R + r_a} \right)^2 R$$

Le graphique correspondant, pour $v_g = 1$ V et $\mu = 39$, avec une valeur de $r_a = 14{,}5$ kΩ (comme précédemment), est tracé en pointillé sur la figure 11.4. Le point intéressant à considérer est que la puissance passe par un maximum pour une valeur de R située quelque part entre 10 et 20 kΩ. La seule valeur connue qui paraisse « coller » est r_a, égale à 14,5 kΩ. Obtiendrait-on réellement la puissance maximum en rendant R égale à r_a?

Eh bien, oui, et cela se démontre même mathématiquement. Et ce n'est pas un fait s'appliquant uniquement à la lampe que nous avons prise comme exemple, ni spécialement aux lampes de radio. Rappelons-nous qu'il est basé sur la figure 11.3, et qu'il s'applique à tous les circuits où un générateur possédant une certaine résistance interne débite dans une résistance de charge.

Rendre la résistance de charge égale à celle du générateur s'appelle *adapter les impédances*.

Il ne s'ensuit pas qu'il soit toujours souhaitable de rendre ces deux résistances égales; dans le cas d'un alternateur de centrale électrique, cela conduirait à faire débiter un courant tellement intense que le résultat serait une manière de petit cataclysme. Mais, dans le cas d'une lampe, il est exact et confirmé par l'expérience que la plus grande puissance de sortie *pour un signal donné appliqué à la grille* est obtenue quand la résistance de charge est égale à r_a. Ici également, il convient de tenir compte de tout ce qui a été dit à propos de la linéarité des caractéristiques.

Lampes et transistors.

Il semble bien que, chemin faisant, nous avons laissé tomber le transistor. Il est temps de nous demander si les procédés de calcul étudiés à propos des lampes s'appliquent également au calcul de son amplification, et à la manière de trouver la résistance de charge qui lui convient le mieux. On peut en principe répondre que oui, mais il faut ajouter que son générateur équivalent et les calculs nécessaires sont beaucoup plus compliqués. Si compliqués que leur étude, au point où nous en sommes, pourrait décourager les débutants. De plus, une mixture de circuits à lampes et de circuits à transistors embrouillerait à l'excès les chapitres qui vont suivre: malgré la ressemblance fréquente qu'ils présentent, certaines similitudes apparentes peuvent être trompeuses. Et comme tous les circuits radio-électriques peuvent s'étudier conjointement aux lampes, et que le fonctionnement de celles-ci est bien plus aisé à expliquer, l'étude plus détaillée des transistors sera reportée au chapitre XXII.

Nous croyons bon de dire dès maintenant que l'emploi de la cathode d'une lampe comme électrode commune au circuit d'entrée (grille) et au circuit de sortie (plaque) n'est pas la seule disposition possible. Il en existe deux autres, où l'on emploie la grille (p. 329) ou la plaque (p. 373) comme électrode commune. Ces mêmes montages s'appliquent aux trois électrodes des transistors.

Différentes sortes d'amplification.

Page 172 nous avons évalué l'amplification par le nombre de volts de signal recueillis à la sortie de la lampe pour chaque volt de signal appliqué à l'entrée. Le même principe peut s'appliquer à l'amplification de courant, telle que celle qui est produite par les transistors. Dans les deux cas, il importe de ne pas oublier que l'amplification réellement obtenue est chose différente du *coefficient* d'amplification, μ, k ou α_e. L'amplification réelle n'égalerait ce coefficient que si l'on pouvait employer une résistance de charge infiniment grande, pour une lampe, et une résistance nulle pour un transistor. Or, ces conditions ne sont pratiquement jamais réalisables.

L'amplification de puissance demande quelques remarques particulières. La signification du terme se comprend aisément, mais on peut se demander comment on l'applique à une lampe qui, en règle générale, est soigneusement placée dans des conditions de fonctionnement telles qu'aucune puissance ne soit dissipée dans son circuit de grille (p. 150). Il ne faudrait pas s'imaginer pour autant qu'en fournissant à la grille une certaine puissance, la puissance de sortie tendrait vers l'infini! Il faut dire que le « coefficient d'amplification de puissance » d'une lampe est la plupart du temps un terme dénué de sens, et que l'on ne trouve pas dans les tables. Néanmoins, nous verrons que, dans certaines circonstances, par exemple lorsqu'il s'agit de fréquences très élevées (p. 288), une lampe peut avoir besoin d'une puissance d'attaque appréciable, même si sa grille est polarisée négativement.

Les trois types d'amplification dont nous venons de parler sont parfois désignés respectivement par les symboles A_V, A_I et A_P.

Décibels.

Supposons qu'un signal de 0,5 V appliqué à l'entrée d'un amplificateur se retrouve, à la sortie, élevé à une tension de 12 V. Ces 12 V sont alors appliqués à un second amplificateur, à la sortie duquel on trouve 180 V. Lequel des deux amplifie le plus? Celui qui ajoute 11,5 V au signal, ou celui qui y ajoute 168 V? En ne considérant que ces chiffres, nous pourrions croire que c'est le second, parce qu'il a « ajouté » au signal bien plus de volts que le premier. Pourtant, pas mal de gens sont portés à dire que c'est le premier qui amplifie le plus, car son amplification A est de 24, tandis que celle du second n'est que de 15; autrement dit, le premier a *multiplié* par 24 son signal d'entrée. Or, c'est ce *rapport* entre signal d'entrée et signal de sortie qui importe, et ceux qui en jugent ainsi ont raison. De même, nous ne jugeons pas de l'aug-

mentation d'un niveau sonore par l'augmentation de puissance, mais par le *rapport* des puissances.

L'oreille éprouve pratiquement la même impression d'augmentation chaque fois que la puissance fournie par un haut-parleur double, qu'elle passe de 50 à 100 mW ou de 500 à 1000 W — bien que dans le premier cas on ait *ajouté* 50 mW et dans le second 500 W. C'est, d'ailleurs, d'une manière analogue que nous apprécions la note d'un son. L'oreille éprouve une sensation agréable quand elle perçoit des combinaisons de sons ayant entre eux certains *rapports* de fréquence bien déterminés; elle vous renseigne parfaitement sur le fait qu'une fréquence a doublé ou triplé, alors qu'il lui est parfaitement indifférent que deux fréquences aient été chacune augmentées, par exemple, de 250 hertz. Les intervalles musicaux sont des rapports, et les plus importants de ces rapports ont reçu des noms spéciaux, comme celui d'octave, qui, précisément, signifie « fréquence double », sur quelque gamme de fréquences qu'on se trouve. L'octave est subdivisée en tons et demi-tons.

Il était logique d'adopter le même principe vis-à-vis de la « force » du son ou des signaux électriques, pour évaluer l'amplification, et, dans l'ensemble, tout changement de puissance. On les exprime donc eux aussi au moyen de rapports, non plus de rapports du simple au double, comme ceux des octaves de la musique, mais de 10 à 1. L'avantage de ce système est que le nombre exprimant l'unité est simplement le logarithme vulgaire du rapport des puissances. L'unité s'appelle le *bel* (symbole B), du nom de Graham Bell, l'inventeur américain du téléphone. Un amplificateur qui multiplie une puissance par 10 a donc un gain de 1 bel. Si un second amplificateur multiplie à son tour le signal sortant par 10, ce qui donne pour les deux un gain total de 100, on peut dire aussi que le gain total est de 2 bels. Mais comme le bel est une unité un peu grande pour les besoins pratiques, on l'a divisé en 10 décibels (dB). Mais attention! Le dixième d'un rapport 10/1 n'est pas le dixième de 10; il est égal à 1,259/1. Si vous avez des doutes, rien ne vous empêche de multiplier 10 fois 1 par 1,259.

Il s'ensuit qu'un gain de 1 dB est une augmentation de puissance de 25,9 % (la plus petite augmentation que l'on puisse pratiquement percevoir, par exemple, dans une émission de radio). L'augmentation de courant ou de tension produisant un accroissement de puissance de 25,9 % est de 12,2 %, *à condition que la résistance de charge soit la même* pour les deux courants ou tensions comparés, parce que la puissance est proportionnelle au carré de la tension ou du courant (p. 61). Le fait qu'un décibel de tension ou de courant représente un rapport plus petit qu'un décibel de puissance n'implique pas qu'il y ait deux sortes de décibels, comme il y a deux sortes d'onces en Angleterre! Il provient de ce que, toutes choses étant égales par ailleurs, le rapport des volts ou des ampères est plus petit que celui des puissances. Les décibels sont fondamentalement des rapports de *puissance*.

Si on multiplie trois fois 1 par 1,259, le résultat est proche de 2; doubler une puissance consiste donc à gagner 3 dB. Doubler le courant ou la tension quadruple la puissance, ce qui équivaut à un gain de 6 dB.

On trouvera page 438 un tableau traduisant en décibels les gains de puissance d'une part, et de tension ou de courant d'autre part.

Puisque le nombre de bels est égal à $\log_{10} P_2/P_1$, ou à $2 \log_{10} V_2/V_1$ (où P_2/P_1 est le rapport des puissances et V_2/V_1 celui des tensions), le nombre de décibels sera égal à $10 \log_{10} P_2/P_1$ ou à $20 \log_{10} V_2/V_1$. Si la figure 0.5 *a* est graduée en décibels, la figure 0.5 *b* donne la correspondance en rapports de puissance. L'échelle en décibels, étant linéaire, est évidemment beaucoup plus facile à subdiviser. La figure 11.4 serait améliorée si on remplaçait son échelle logarithmique des rapports de tensions par une échelle linéaire graduée en décibels, ou si une telle échelle y était ajoutée, 0 dB étant en face de 1 et 20 dB correspondant à 10.

Un des avantages de l'emploi des décibels est qu'au lieu d'avoir à multiplier les gains successifs, il suffit de les additionner pour obtenir le gain total. Un gain de tension de 24 équivaut à + 27,6 dB, et un gain de 15 à + 23,5 dB. Le gain total A est égal à $24 \times 15 = 360$, ou 27,6 + 23,5 = + 51,1 dB. Le signe + indique une amplification ou gain, le signe — une *atténuation* ou perte. Par exemple, si la tension à la sortie d'un circuit était égale à la moitié de la tension d'entrée, de sorte que la puissance soit réduite au quart, il y aurait eu dans ce circuit un « gain » de puissance de 0,25; cette réduction de puissance de 4 à 1 serait exprimée par le même nombre de décibels qu'une augmentation de 1 à 4, mais avec le signe opposé, soit ici — 6 dB. Zéro dB, qui correspond à A = 1, signifie « pas de changement à signaler ».

Autre avantage: si l'on trace une courbe exprimant un gain par rapport à un autre facteur (par exemple la figure 11.4), la forme de cette courbe ne sera pas modifiée par un gain ou une atténuation d'un nombre égal de décibels affectant toute son étendue. Mais si le gain est exprimé en tension, la courbe sera déformée.

Il est important de se rappeler que le décibel n'est pas une unité de puissance, et encore bien moins de tension. Par conséquent, il est absurde de dire que la puissance de sortie d'une lampe est (par exemple) de 20 dB, si l'on n'a pas auparavant spécifié un niveau de référence, tel que 0 dB = 50 mW. Dans ce cas, 20 dB veut dire 100 fois la puissance d'entrée, c'est-à-dire 5000 mW ou 5 W.

CHAPITRE XII

OSCILLATION

Production d'un courant alternatif.

Dans quelques-uns des chapitres précédents, nous avons étudié le comportement, à l'égard du courant alternatif, d'un certain nombre de circuits, sans savoir au juste ce que c'est qu'un générateur de courant alternatif, et en nous contentant de représenter cet engin au moyen d'un simple symbole conventionnel. Le seul type de générateur de cette sorte que nous ayons rencontré (fig. 6.2) était fort élémentaire et bien incapable de fonctionner aux fréquences très élevées dont on a besoin en radio-électricité; de plus, il produisait une onde de forme carrée, alors qu'il est préférable, la plupart du temps, d'obtenir une onde sinusoïdale autant que faire se peut.

Les courants alternatifs destinés aux réseaux de distribution, et dont la fréquence est en Europe de 50 Hz en général, sont produits au moyen de machines rotatives qui déplacent des conducteurs à travers des champs magnétiques engendrés par des électro-aimants (p. 78). Cette méthode, employée dans les débuts de la radio pour des fréquences relativement basses (alternateurs Goldschmidt ou Alexanderson) ne peut absolument convenir lorsqu'il s'agit de millions de périodes par seconde. Et c'est ici que viennent à la rescousse les curieuses propriétés de l'inductance et de la capacité.

Le circuit oscillant.

La figure 12.1 nous montre un circuit accordé parallèle, composé d'une inductance L et d'un condensateur C, branchés dans le circuit plaque d'une triode, entre plaque et + H.T. Pour nos premiers essais, la lampe n'était pas indispensable, et nous aurions pu nous contenter d'un interrupteur et d'une pile; mais, comme nous en aurons besoin plus tard, rien n'empêchait de la brancher dès le début.

Dans la position indiquée par la figure, le commutateur étant en A, la lampe ne reçoit aucune polarisation de grille, de sorte que nous pouvons penser que le courant plaque traversant L doit être relativement important. C'est un courant continu d'intensité constante, et, par conséquent, la seule chute de tension susceptible de se produire sera due uniquement à la résistance ohmique de L. Aucune résistance n'est indiquée dans le schéma : nous supposons en effet que la résistance de L est négligeable ; de la sorte, aucune d.d.p. n'apparaît à ses bornes, et le condensateur est complètement déchargé. Mais le courant traversant L a dû engendrer un certain flux magnétique, et maintenant un état stable doit être atteint, où une certaine quantité d'énergie est emmagasinée dans l'inductance, énergie qui dépend de l'intensité du courant et de la valeur de l'inductance. Cet état du circuit LC est représenté par la figure 12.2 *a*, où la flèche indique le sens conventionnel du courant (opposé à celui de la circulation des électrons).

Supposons maintenant que l'on fasse passer le commutateur de A en B. A ce moment, la tension négative de la pile de polarisation est appliquée à la grille, et nous supposerons que cette tension soit suffisamment élevée pour interrompre complètement le courant plaque de la lampe. Si le courant traversant L était interrompu d'une manière instantanée, la tension induite aux bornes de cette inductance atteindrait une valeur infinie (p. 79), mais cela est impossible par suite de la présence de C. Nous savons ce qui se passe : dès que le courant traversant L se met à décroître, la chute du flux magnétique induit une f.é.m. de sens tel qu'elle tende à s'opposer à cette chute, ou, autrement dit, à entretenir le courant. Or, si ce courant ne peut plus circuler à travers la lampe, rien ne peut l'empêcher par contre de pénétrer dans le condensateur, et par conséquent de le charger. Et à mesure que la charge s'accroît, la tension aux bornes de C augmente (p. 65), ce qui nécessite, pour que la charge puisse continuer à s'effectuer, une augmentation de la tension aux bornes de L. Or, le seul moyen qui permette à cette tension de continuer à croître, c'est que le courant

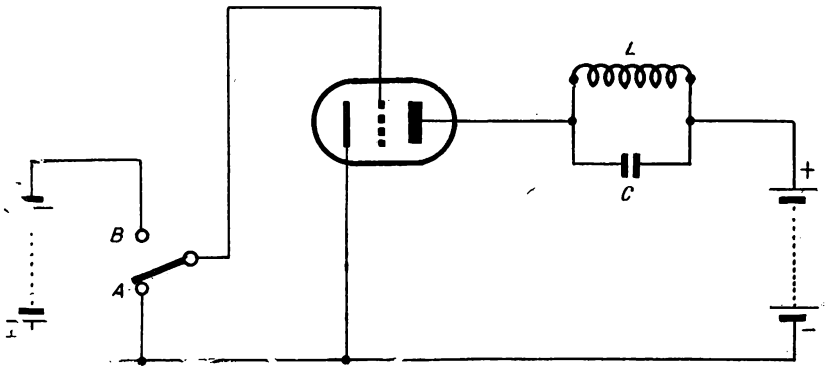


Fig. 12-1. — Dispositif utilisant une lampe pour produire des oscillations dans un circuit LC.

qui traverse L décroisse, lui, de plus en plus vite, comme le montre la courbe I, dans la figure 12.2, entre *a* et *b*.

Au bout d'un temps, le courant est forcé de tomber à zéro, mais pendant ce temps, C s'est chargé à une certaine tension. Cet état de choses est représenté par les courbes au point *b*. Le champ magnétique est complètement annulé, mais son énergie est passée dans C sous la forme d'un champ électrique.

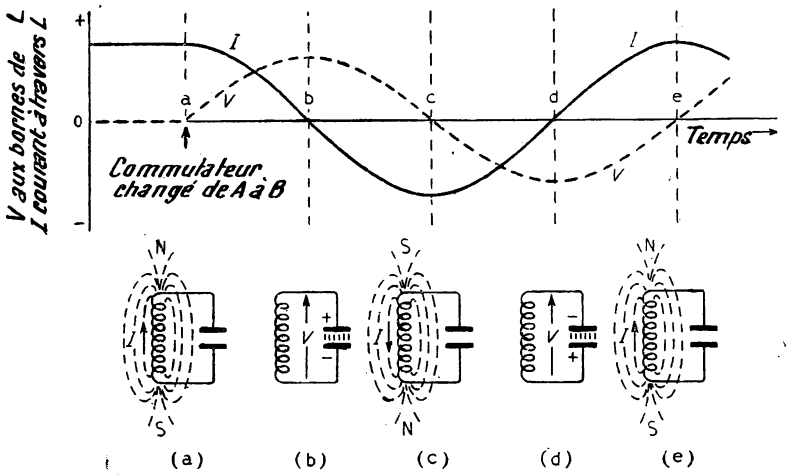


Fig. 12-2. — Situations successives se produisant dans le montage de la figure 12-1 après que le commutateur soit passé en B. On a, de a en e, un cycle complet d'oscillation.

La tension présente aux bornes de C doit être équilibrée par une tension égale aux bornes de L, laquelle tension ne peut résulter que de l'entretien du courant décroissant traversant L; il faut donc que ce courant devienne négatif, ou, autrement dit, change de direction. Donc, il faut que le condensateur se décharge dans L. Evidemment, ce faisant, il perd de la tension, comme un pneu crevé perd de la pression. Si bien que le taux de changement du courant — qui engendre la tension aux bornes de L — diminue peu à peu, jusqu'au moment où C est complètement déchargé. La tension aux bornes du circuit est alors nulle, et le courant passe par un maximum négatif, comme la courbe le montre au point *c*. Toute l'énergie emmagasinée entre les armatures de C sous forme de champ électrique a été restituée à L, mais dans le sens opposé. Si aucune perte ne se produisait (par exemple à cause d'une certaine résistance ohmique du bobinage) la tension aurait à ce moment une valeur négative égale à la valeur positive du point de départ.

Maintenant, le courant recommence à charger C, et tout ce qui a été décrit recommence, à part l'inversion de polarité, comme on le voit en *d* et *e*, et ce deuxième renversement de polarité nous ramène exactement à la situation du début. De la sorte, tout peut recommencer indéfiniment, l'énergie prélevée primitivement sur la batterie étant jus-

qu'à la fin des temps lancée et relancée, comme une balle, du condensateur à l'inductance et de l'inductance au condensateur. Le courant ne cessera jamais d'osciller, et on peut démontrer mathématiquement que ces variations de courant et de tension sont sinusoïdales.

Fréquence d'oscillation.

A partir de l'instant où le courant plaque de la lampe a été interrompu, le courant traversant L était voué à demeurer perpétuellement égal au courant traversant C (courbe I, figure 12.2) puisque, de toute évidence, c'est le même courant qui traverse les deux, qui, tout aussi évidemment, ont constamment la même tension à leurs bornes. Il s'ensuit que les réactances de L et C doivent être égales elles aussi, ou, autrement dit, $2\pi f L = 1/(2\pi f C)$, d'où on tire $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, où f_0 est la fréquence d'oscillation. C'est la même formule que nous avons déjà trouvée page 128 pour la fréquence de résonance.

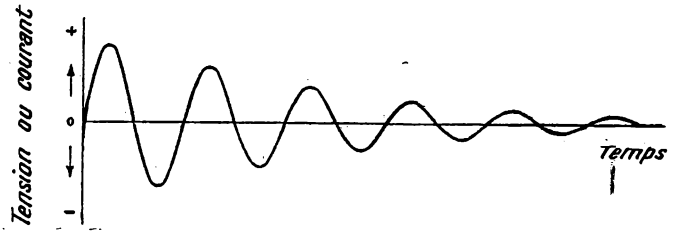


Fig. 12-3. — Quelques-unes des premières périodes d'une oscillation amortie.

On peut donc dire que si, au moyen d'une impulsion initiale, on communique à un circuit oscillant (c'est-à-dire un circuit correspondant au montage de la figure 12.1, composé de L et C en parallèle) une certaine quantité d'énergie, il se met à osciller sur une fréquence nommée sa *fréquence naturelle* d'oscillation, qui dépend uniquement des valeurs de L et C. En rendant celles-ci très petites — par exemple en employant une bobine ne comprenant que quelques tours de fil et un condensateur à lames très petites et très écartées — on pourra produire des fréquences atteignant au besoin des centaines de millions de périodes par seconde.

Amortissement.

L'oscillateur perpétuel que nous venons de décrire est aussi imaginaire que le mouvement perpétuel. Il est impossible de construire un circuit oscillant totalement dépourvu de pertes. Cela, nous le savons déjà. Et même si la chose était réalisable, elle ne présenterait guère qu'un intérêt de curiosité, car un tel circuit n'aurait aucune valeur pratique en tant que générateur: on ne pourrait prélever sur lui que juste la quantité d'énergie correspondant à l'impulsion initiale, et dès qu'on

l'en aurait privé, il cesserait évidemment d'osciller. La résistance des circuits — et nous l'entendons dans son sens le plus large (p. 62) — dissipe à chaque cycle une portion de l'énergie initiale, de sorte que l'amplitude de chaque oscillation est inférieure à celle de la précédente (fig. 12.3). L'effet de la résistance est nommé *amortissement*. Un circuit très *amorti* est un circuit dans lequel les oscillations cessent rapidement. Si la résistance série effective r est égale à $2\sqrt{L/C}$, on dit qu'il y a

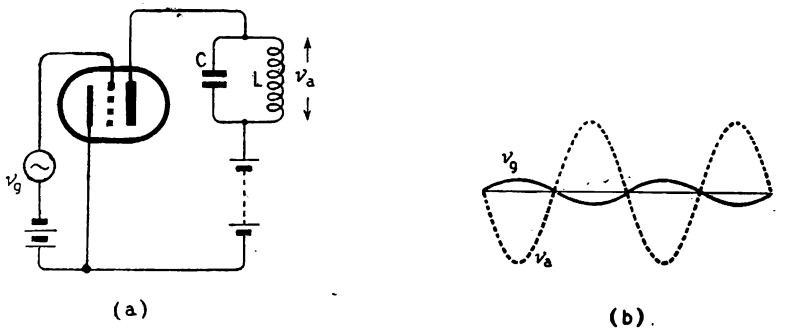


Fig. 12-4. — Le schéma b montre la phase et l'amplitude relatives des tensions grille et plaque, quand leur fréquence est la même que la fréquence de résonance naturelle du circuit LC.

amortissement critique. Si la résistance est moindre, le circuit oscille; si elle est plus grande, *il ne peut osciller*, car la tension ou le courant ne s'inversent pas après la lancée due à l'impulsion initiale, mais tendent à prendre la forme que l'on voit dans les figures 3.6 et 4.9.

Oscillation entretenue par une lampe.

Ce qu'il nous faudrait, ce serait un moyen d'entretenir l'oscillation, en rendant au circuit après chaque cycle la quantité d'énergie perdue par suite de sa résistance propre, plus celle qu'on a éventuellement prélevée pour quelque utilisation. Or, nous possédons, sous la forme du courant continu des piles (etc.), d'abondantes réserves d'énergie; le tout serait d'en prélever périodiquement une parcelle et de l'injecter à notre circuit oscillant juste au bon moment.

Le problème mécanique équivalent est résolu dans les horloges. Le pendule (le balancier) est un dispositif qui cesse rapidement d'osciller à cause du frottement. L'énergie emmagasinée dans le ressort est comparable à celle des piles: c'est du « courant continu », et il ne servirait à rien de l'appliquer directement au balancier. Le problème est résolu par l'échappement, dispositif qui permet de libérer, à chaque oscillation, une parcelle de l'énergie du ressort, et de l'appliquer au pendule sous la forme d'une petite poussée. De plus, c'est le pendule lui-même qui au bon moment « déclenche le commutateur ».

Regardons de nouveau la figure 12.1. Le circuit LC est mis en état d'oscillation par le déplacement de A en B du commutateur: c'est

ce que représente le point *a* du graphique figure 12.2. Au moment *e*, une certaine quantité d'énergie doit avoir été dissipée dans la résistance du circuit; mais si, au moment *c*, le commutateur est remis en A, on rend à l'oscillation son amplitude initiale jusqu'en *e*, aux dépens de la batterie de plaque.

Nous avons dit qu'un commutateur ordinaire ne peut fonctionner aux fréquences élevées utilisées en radio. Ce qu'il nous faut donc, c'est quelque chose qui rende la grille de la lampe plus négative de *a* à *c* et plus positive de *c* à *e*, et ainsi de suite à chaque cycle.

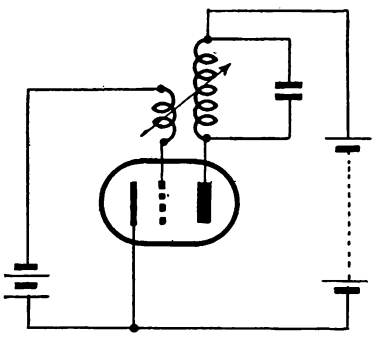


Fig. 12-5. — Oscillateur à bobine de réaction.

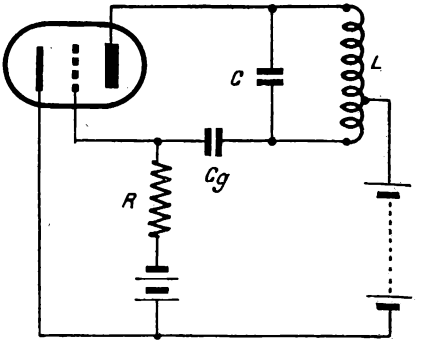


Fig. 16-6. — Hartley-série, où la grille est alimentée en parallèle au moyen du condensateur C_g et de la fuite de grille R.

A la fréquence d'oscillation, le circuit LC est une résistance très élevée (p. 132), de sorte que la lampe est montée en amplificatrice à résistance (p. 168); et comme elle amplifie, une très petite partie de la tension oscillante que l'on trouve sur la plaque suffirait, si on l'appliquait à la grille, à libérer suffisamment d'énergie de la batterie de plaque pour compenser les pertes. De *a* à *c*, la plaque est positive par rapport à sa tension moyenne, et de *c* à *e*, négative par rapport à cette tension: c'est précisément le contraire de ce dont nous avons besoin. Nous avons déjà prévu (p. 170) que le signal qu'on trouve dans le circuit plaque d'une lampe amplificatrice est de signe opposé au signal grille qui en est la cause.

Supposons, comme nous le voyons sur la figure 12.4 *a*, qu'un petit générateur fournissant la fréquence convenable applique à la grille une tension alternative v_g. Comme le circuit LC présente à cette fréquence une grande résistance, une tension amplifiée v_a (A fois plus grande) apparaîtra à ses bornes (fig. 12.4 *b*). Si maintenant une fraction $1/A$ de cette tension de sortie est inversée et appliquée à la grille, le petit générateur est inutile. L'amplificateur fournit alors sa propre tension d'entrée, et devient un générateur d'oscillations *entretenues*, ou, en bref, un oscillateur à lampe.

Circuits d'oscillateurs à lampes.

La méthode la plus simple pour réaliser ce dont nous venons de parler est évidemment d'insérer un bobinage dans le circuit de grille, et de le coupler inductivement à L jusqu'à ce que la tension induite soit suffisante pour que les oscillations s'entretiennent. C'est ce que montre la figure 12.5. La flèche indique un couplage variable, obtenu en déplaçant une des bobines par rapport à l'autre. L'enroulement de grille — qu'on appelle enroulement de *réaction* — peut être connecté dans deux sens différents par rapport à L: un seul sens produit l'inversion de signe nécessaire à l'entretien des oscillations. La réaction

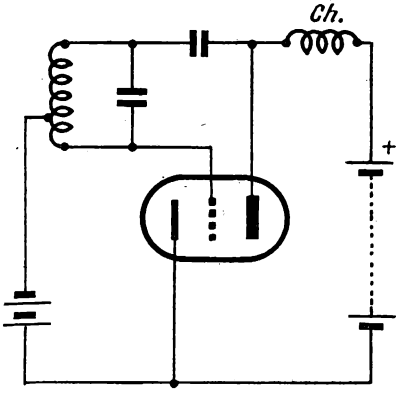


Fig. 12-7. — Hartley-parallèle; le courant-plaque passant à travers une bobine d'arrêt Ch. L'alimentation grille est faite en série.

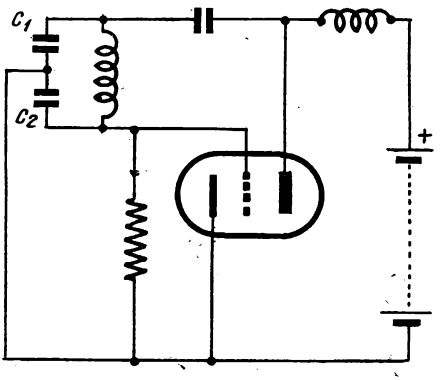


Fig. 12-8. — Colpitts-parallèle.

est alors *positive*. Quand le couplage est suffisamment serré et de sens convenable, les oscillations s'amorcent d'elles-mêmes sans qu'il soit nécessaire de rien faire pour cela. L'agitation incessante des électrons dans les conducteurs (p. 41) suffit à amorcer une minuscule oscillation qui bientôt s'amplifie.

Si la grille et la plaque sont connectées chacune à un bout du circuit oscillant, et qu'un point intermédiaire est relié à la cathode à travers la batterie de tension plaque, ce point étant ainsi maintenu à un potentiel fixe, la tension alternative de grille est forcément toujours opposée à celle de la plaque, et il est possible d'ajuster l'amplitude relative de ces deux tensions en déplaçant la prise le long du bobinage. C'est le montage que montre la figure 12.6, sur laquelle on voit aussi que deux nouveaux éléments ont été ajoutés: un condensateur de grille C_g qui empêche que la grille soit portée au potentiel de la plaque (p. 150), faute de quoi le montage ne pourrait fonctionner (p. 71), et une résistance R, qui transmet à la grille la tension de polarisation convenable. Le condensateur C_g est choisi de telle sorte que sa réactance, comparée à la résistance de R, offre peu d'obstacle à la fréquence de l'oscillation; quant à R, il faut qu'elle soit assez grande pour ne pas constituer un court-circuit qui mettrait la grille

au potentiel de la cathode à travers la pile de polarisation — et ce faisant, court-circuiterait la tension alternative.

Ce montage s'appelle l'*oscillateur Hartley*, du nom de son inventeur, et c'est un excellent montage, très utile dans les cas où les pertes sont assez importantes pour qu'il soit difficile d'obtenir un couplage suffisamment serré avec un schéma comme celui de la figure 12.5. Le montage de la figure 12.6 est le « Hartley » à alimentation série, ainsi nommé parce que le courant plaque traverse le circuit oscillant. Ici, c'est la grille qui est alimentée en parallèle à travers la résistance R, qu'on nomme généralement *résistance de fuite* de grille.

Dans le « Hartley » à alimentation parallèle (fig. 12.7), c'est la plaque qui est branchée de cette façon, mais afin d'éviter une chute de tension excessive, on emploie souvent, au lieu d'une résistance, une *bobine d'arrêt* (Ch), dont l'inductance est grande par rapport à celle du circuit oscillant, afin de ne pas modifier sensiblement la fréquence d'oscillation. Sur la figure 12.7, la grille est branchée en série; mais dans la pratique, on la branche généralement en parallèle, comme le montre la figure 12.6. De la sorte, la prise du bobinage peut retourner directement à la cathode, laquelle est d'habitude mise au potentiel de masse. Pour des raisons qui seront expliquées dans le chapitre 16, la lampe fabrique elle-même sa tension de polarisation, avec l'assistance de C_g et R, de sorte qu'on peut supprimer la batterie de polarisation.

Un point de potentiel intermédiaire peut être obtenu en faisant une « prise » sur le condensateur au lieu de la faire sur la bobine. C'est le *montage Colpitts*, dont la figure 12.8 montre une variété. La « prise » est réalisée en accordant L au moyen de deux condensateurs branchés en série; il faut évidemment que leur capacité résultante soit égale à celle du condensateur unique nécessaire à obtenir la fréquence d'oscillation. Le « Colpitts » est un montage particulièrement utile aux très hautes fréquences, auquel cas C_2 est le plus souvent remplacé par la petite capacité grille-cathode de la lampe.

Il existe une autre méthode pour obtenir l'inversion de tension nécessaire à l'entretien des oscillations. Nous avons vu (fig. 8.2) que les tensions aux bornes de l'inductance et du condensateur d'un circuit accordé série sont déphasées de 180°, si on ne tient pas compte de la résistance. Un montage mettant à profit cette particularité est représenté par la figure 12.9. On choisit des valeurs d'inductance et de capacité telles que la réactance de L_1 (et par suite la tension à ses bornes) soit de beaucoup inférieure à celle de C_2. On trouve donc aux bornes de L_1 une fraction seulement de la tension alternative plaque-cathode, fraction qui de plus est déphasée de 180° par rapport à la tension totale. La capacité C_2 est en pratique la capacité grille-plaque de la lampe, cependant que la réactance inductive placée entre grille et cathode est ajustée au moyen du condensateur C_1 (en pointillé).

Bien qu'on nomme ce montage un oscillateur « grille et plaque accordées » (*T.P.T.G.* pour les Anglo-Saxons), il ne faudrait pas s'imaginer que le circuit grille et le circuit plaque soient tous deux accordés sur la fréquence d'oscillation. Si l'on accordait ainsi L_1C_1, ce circuit équivaudrait à une résistance, et non à la réactance inductive dont on a besoin. En outre, le circuit plaque LC doit être aussi un peu à côté

de l'accord, afin qu'il ait suffisamment de réactance pour causer un léger déphasage, destiné à compenser le déphasage inférieur à 180° dû à la résistance du circuit $C_2L_1C_1$.

Les oscillateurs des figures 12.5 à 12.9 paraissent différer considérablement à première vue, et on pourrait les rendre encore plus différents d'aspect sans affecter leur similitude de principe ; ce sont tous des amplificateurs dans lesquels l'*excitation* de grille est obtenue en prélevant une fraction de la tension alternative de plaque qui résulte de l'amplification, et en l'appliquant à la grille en opposition de phase, au lieu de recourir à une source d'excitation séparée.

Amplitude d'oscillation.

Sans doute vous demandez-vous : « Qu'arrive-t-il quand la lampe renvoie à sa grille une tension supérieure à celle qui est nécessaire à l'entretien des oscillations? L'oscillation prendra une amplitude de plus en plus grande, puisque la tension de grille se retrouve amplifiée dans

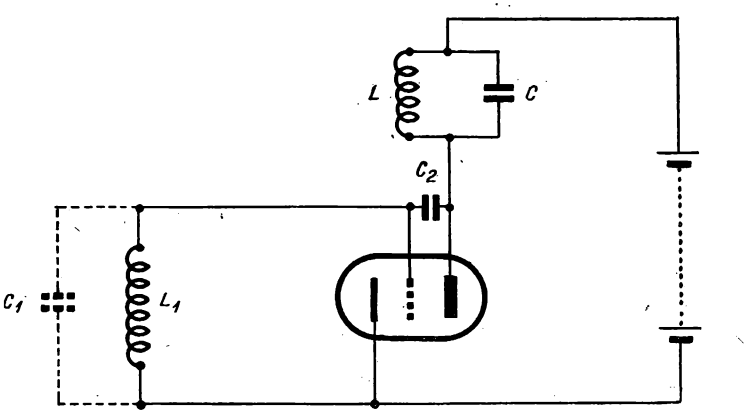


Fig. 12-9. — Montage « T. P. T. G. ». Le circuit inverseur de phase est L_1 C_2, cette capacité étant celle de la lampe elle-même.

le circuit plaque, qu'une fraction encore plus grande retourne à la grille, que la lampe amplifie de nouveau cette fraction, qui est une fois encore retournée à la grille, et ainsi de suite... Qui empêchera la boule de neige de devenir avalanche? »

Si les choses se passaient de cette manière, la moindre lampe pourrait constituer un puissant émetteur. Mais, hélas, c'est encore une histoire dans le genre du mouvement perpétuel. Dès que l'amplitude de l'oscillation atteint un certain niveau, un courant de grille naît pendant les alternances positives du signal qui lui est appliqué : la grille se met à dissiper de la puissance (p. 150), et la perte d'énergie qui

se produit équilibre le surplus provenant de la plaque, si bien qu'un niveau stable est rapidement atteint. Et si on augmente la polarisation de grille afin d'atteindre une plus grande amplitude avant que naisse le courant de grille, on met un frein de plus au système.

Examinons la figure 12.10; elle nous montre quelques courbes caractéristiques analogues à celles de la figure 11.2. Supposons que la tension plaque soit de 300 V, et la polarisation de grille de — 5 V. Toute tension de pointe dépassant 5 V causera un courant de grille. Supposons encore que la résistance dynamique du circuit oscillant, à la fréquence de résonance, ait une valeur R de 8 kΩ. Il s'agit uniquement, bien entendu, de la résistance à la fréquence de résonance, et non de la résistance en courant continu, ce qui fait que la tension continue présente sur la plaque sera pratiquement égale à la tension de la source d'alimentation. Mais ces 8 kΩ, en courant alternatif, constitueront l'impédance de charge de la lampe, et c'est cette valeur que représente la droite de charge tracée sur la figure 12.10. Si la tension oscillante de grille a une amplitude de 5 V, la tension plaque oscillera de 210 à 380 V, ou, autrement, aura une amplitude de 85 V. Si un dix-septième de cette tension (5 V) est retourné à la grille dans le sens correct, les conditions d'oscillation sont remplies. Si un excès de couplage rend la grille positive un courant de grille se mettra à circuler; et comme le circuit oscillant et le bobinage de réaction constituent un transformateur (p. 119), cette dissipation de puissance sera équivalente à une résistance placée en parallèle sur la charge R, ce qui réduira l'amplitude des oscillations du circuit plaque — et par suite la tension d'attaque transmise à la grille. Ce processus met un frein à toute tendance que pourrait avoir l'oscillation de s'accroître indéfiniment.

Supposons maintenant qu'on porte à 10 V la polarisation de grille. L'amplitude de la tension de grille peut monter jusqu'à 10 V avant que le courant de grille prenne naissance. Dessinons la droite de charge appropriée à cette tension ($V_g = -10$, figure 12.10), et nous constaterons que l'alternance négative de la tension de grille interrompt le courant plaque, de sorte qu'il subit une distorsion. Or, la notion de résistance dynamique est basée sur une forme d'onde sinusoïdale et la méthode de calcul simplifiée que nous venons d'utiliser cesse par conséquent d'être applicable.

Il est néanmoins facile de comprendre que, pendant une notable partie de chaque cycle d'oscillation, la résistance r_a de la lampe prend une valeur anormalement élevée, sinon infinie, due au fait que les alternances négatives de l'oscillation placent la lampe dans la *courbure inférieure* de sa caractéristique, et même au-delà, jusqu'à dépasser le *point de coupure* du courant plaque. Dans de telles conditions de fonctionnement, le coefficient d'amplification moyen de la lampe est considérablement réduit, ce qui constitue un autre facteur de limitation des oscillations.

Distorsion.

Le paragraphe précédent nous a montré que si une lampe oscille « à tout casser », les alternances positives de la tension de grille provoqueront la naissance d'un courant de grille, lequel absorbera une quantité d'énergie considérable sur les portions correspondantes du cycle. Les crêtes positives de la sinusoïde seront coupées (on dit qu'il y a *écrêtage*). Les crêtes correspondantes du courant plaque subiront la même distorsion. Et si les alternances négatives de grille amènent le courant plaque au point de coupure, les crêtes négatives seront éliminées également. Le résultat, qu'une seule de ces éventualités se présente ou les deux à la fois, sera la production d'une onde déformée, et inutilisable pour certaines applications. Il est évident que si on désire obtenir une forme d'onde aussi proche que possible de la sinusoïde

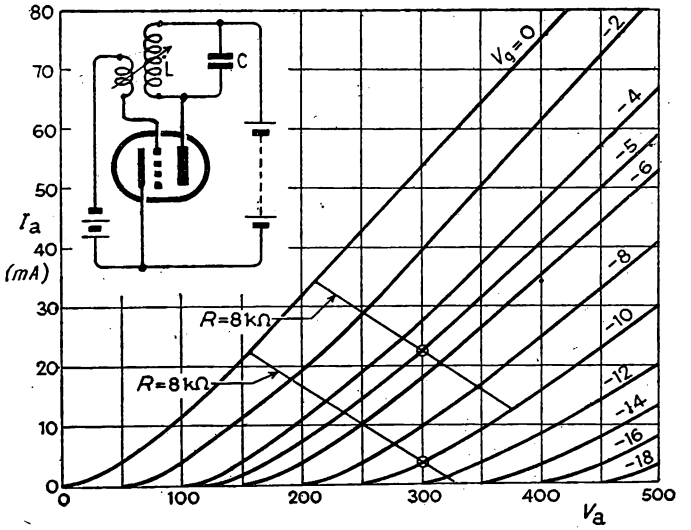


Fig. 12-10. — Le circuit oscillant LC à la résonance, équivaut à une résistance R, et la tension à ses bornes peut être déduite d'une droite de charge tracée sur les courbes de la lampe. On en tire la valeur de la fraction de tension qui doit être renvoyée à la grille pour entretenir l'oscillation.

pure, il faut ajuster le couplage plaque-grille de manière qu'un très léger écrêtage suffise à prévenir tout accroissement d'amplitude.

La figure 12.10 nous montre clairement que plus la résistance dynamique R du circuit plaque est élevée (ce qui rend la droite de charge plus proche de l'horizontale), plus grande sera l'amplitude qu'on pourra atteindre sans que le courant de grille ou la courbure inférieure de la caractéristique y opposent de limites. L'écrêtage sera également moindre en proportion de l'amplitude.

Nous avons vu (p. 135) que la résistance dynamique est égale à QX, où X est la réactance de L ou C à la résonance. Donc, pour obtenir une onde sinusoïdale, le circuit oscillant devra avoir un facteur Q élevé. Accessoirement, nous voyons que cela tend à accroître l'amplification,

de sorte que le taux de réaction nécessaire à l'entretien des oscillations peut être réduit.

Mais un facteur Q élevé a un autre effet encore plus important sur la réduction des distorsions. La figure 8.11 nous a montré que plus la résistance série r est réduite par rapport à la réactance X, plus le rapport est faible, dans un circuit accordé parallèle, entre le courant d'apport extérieur et le courant circulant dans le circuit.

Autrement dit, plus grand sera le facteur Q, moins il faudra d'énergie apportée de l'extérieur pour entretenir à l'intérieur du circuit un courant d'intensité donnée. Et nous avons vu que le rapport X/r est précisément la valeur de Q.

Le même fait peut être observé d'une autre manière, en considérant le circuit de la figure 12.1, qui nous a servi de base de départ pour l'explication du phénomène de l'oscillation. Nous avons déclenché la production d'oscillations sinusoïdales au moyen d'une onde de forme carrée obtenue en branchant et en débranchant une tension de polarisation au moyen d'un commutateur. Si le circuit oscillant a un facteur Q élevé, le courant oscillant atteindra une intensité bien plus considérable; pour plus de précision, ce courant sera égal à Q fois le courant plaque de la lampe à la fréquence considérée. Le courant plaque ne représente plus alors qu'une petite fraction du tout, de sorte qu'il importe relativement peu qu'il soit déformé ou non.

Supposons par exemple que Q soit égal à 100, et R à 20 kΩ. Donc, puisque $R = QX$, $X = 200\ \Omega$. A la fréquence de résonance, l'impédance que présente le circuit au courant alternatif provenant de la lampe est donc 100 fois plus grande que l'impédance du bobinage ou du condensateur. Et comme la tension à leurs bornes est la même, le courant plaque de la lampe ne représente donc que 1 % de l'intensité du courant oscillant qui traverse la bobine et le condensateur. La distorsion dont peut être affecté ce courant de 1 % est par suite pratiquement négligeable, et on peut en conclure que, dans les circonstances normales, le courant oscillant est toujours sinusoïdal.

Donc, pour obtenir d'un oscillateur une onde sinusoïdale aussi pure que possible, il faut employer un circuit à facteur Q élevé, et un couplage de réaction aussi faible que possible.

Stabilité de la fréquence.

La fréquence d'un oscillateur, comme nous l'avons vu, peut être modifiée en faisant varier l'inductance, la capacité, ou les deux à la fois. Pour la plupart des usages, il est souhaitable que la fréquence, une fois ajustée, demeure aussi stable que possible. Pour obtenir une stabilité parfaite, il faut que les valeurs de l'inductance, de la capacité et aussi (bien que ceci importe moins) de la résistance, restent parfaitement constantes. Dans le cas présent, il faut inclure dans l'inductance non seulement les spires du bobinage, mais aussi les fils de connexion, et l'effet exercé sur le bobinage par les bobinages voisins et toutes les pièces métalliques (équivalentes à de simples spires en court-circuit) qui lui sont couplés magnétiquement. De même, la capa-

cité ne se réduit pas au condensateur d'accord, mais comprend aussi les capacités parasites du bobinage, du câblage, des électrodes de la lampe, du support de lampe, et éventuellement de celui du bobinage. La résistance, elle, est influencée par divers facteurs, comme par exemple l'instabilité des tensions d'alimentation de la lampe oscillatrice, qui modifie la valeur de r_a.

L'inductance et la capacité dépendent principalement des dimensions des pièces, dimensions qui augmentent quand la température s'élève. Si on enferme dans le même compartiment le circuit oscillant et la lampe, la température peut s'élever considérablement, et, quelque temps après la mise en marche, la fréquence aura subi un glissement sensible. Pour une bonne stabilité, il convient donc pour commencer d'éloigner du circuit oscillant tous les éléments tels que lampe, résistances dissipant de la puissance (en bref tous ceux qui dégagent de la chaleur), et de ménager une ventilation convenable. Les pièces devront être conçues de manière que la dilatation d'une des parties contrebalance l'effet de celle d'une autre partie. On fabrique des condensateurs fixes employant comme diélectrique une céramique spéciale, et dont la variation de capacité avec la température est de sens contraire à celle des autres condensateurs se trouvant dans le même circuit. On peut comparer ces procédés à ceux que l'on emploie en horlogerie pour compenser l'effet de la température sur les montres et les pendules.

Les oscillateurs à transistors seront traités dans le chapitre XXII.

CHAPITRE XIII

L'ÉMETTEUR

Parties essentielles d'un émetteur.

Le premier chapitre de ce livre renfermait (fig. 1.9) le schéma « en boîtes » d'un émetteur de radio. Puis les chapitres suivants nous ont fait faire connaissance avec bon nombre des éléments susceptibles de remplir les boîtes, de sorte que maintenant nous sommes à même d'étudier plus sérieusement la question. Nous ne savons pas encore comment recevoir les émissions, mais nous allons tout de même en faire. Pour cela, il nous faut:

a) Un générateur de courant à haute fréquence.

b) Un microphone, qui peut être considéré comme un générateur de courant à basse fréquence.

c) Un modulateur, associant les produits de *a*) et *b*).

d) Une antenne, pour rayonner le résultat de cette association.

Dans un émetteur de télévision, la caméra remplace le microphone, et produit une bande de fréquences considérablement plus étendue, qu'on nomme *vidéo-fréquences.*

Le générateur à haute fréquence.

Une lampe oscillatrice est un générateur capable de fournir n'importe quelle fréquence. Au prix de quelques modifications de circuits, elle oscillera à peu près indifféremment sur 10 Hz ou 200 MHz. Il est également facile d'ajuster la puissance qu'elle débite à la valeur dont on a besoin. Pour établir des communications à courte distance, on peut employer des lampes de réception ordinaires, et même des transistors. Mais pour effectuer des émissions de radiodiffusion couvrant un territoire étendu, de très grosses puissances sont nécessaires.

La différence entre une lampe de réception capable de débiter quelques milliwatts, ou tout au plus quelques watts, et une lampe

d'émission de 100 kilowatts, réside dans les détails de construction et non dans le principe; mais comme ce livre ne s'occupe que des principes, et non de la technique des lampes à grande puissance, nous ne nous étendrons pas sur cette question.

Plus la puissance à produire est considérable, plus il importe que les pertes soient réduites. Si, pour produire 10 kW de puissance haute fréquence, on gaspille 30 kW, la puissance prélevée sur le réseau d'alimentation est de 40 kW, et le rendement (qui est le rapport entre la puissance consommée et la puissance utile) n'est que de 25 %. En poussant le rendement à 75 %, il est possible, avec la même consommation d'énergie, de produire 30 kW, ou, pour la même puissance de sortie de 10 kW, de réduire la consommation d'énergie à 13,3 kW. Dans ce cas, il est possible également de réduire l'encombrement et le prix de tout l'équipement.

Retournons maintenant à la figure 12.10. Supposons que la droite de charge supérieure (polarisation — 5 V, tension plaque 300 V) représente l'amplitude d'oscillation d'une lampe travaillant « *en classe A* », c'est-à-dire pratiquement sans produire de distorsion. La tension plaque moyenne appliquée à la lampe est de 300 V, et l'intensité plaque moyenne de 23 mA. La puissance consommée est donc de 6,9 W.

La puissance utile est obtenue en effectuant le produit de la tension alternative par l'intensité alternative (valeurs efficaces). La tension crête à crête est de 170 V, et la tension de pointe de $170/2 = 85$ V. La tension efficace est donc égale à $85/\sqrt{2} = 60$ V. De même l'intensité est de 22 mA crête à crête, d'où la valeur efficace de 7,7 mA, et la puissance de 0,462 W. Nous en tirons facilement une formule simplifiée, qui est

$$P \text{ en W} = (V \text{ crête à crête} \times I \text{ crête à crête})/8.$$

Le rendement est par conséquent de $0{,}462/6{,}9 = 0{,}067$, ou 6,7 %. C'est réellement médiocre, car dans les conditions de fonctionnement que nous venons de voir, un courant plaque d'intensité considérable circule constamment sous une tension plaque relativement élevée. La puissance que cela représente est dissipée sous forme de chaleur sur la plaque de la lampe, et dans les lampes de forte puissance, il est difficile d'évacuer cette chaleur. Beaucoup de lampes, dans ces conditions, auraient leur plaque portée au rouge.

Oscillateurs à haut rendement : classe B.

Il est évident qu'il faudrait arriver à ce que la lampe, sans cesser d'osciller, travaille avec le courant plaque le plus faible possible, et à ce que ce courant ne circule qu'au moment où la tension plaque est basse.

Or, nous avons eu un peu de chance dans les débuts de notre étude, car nous avons rencontré (fig. 12.2) une lampe dont le courant plaque était, pendant la moitié de chaque cycle, totalement interrompu par la tension de polarisation (portion *a c*). De plus, le courant circulait

de *c* en *e*, c'est-à-dire dans un moment où la tension développée aux bornes du circuit oscillant était en opposition avec la tension d'alimentation, ce qui faisait que la tension plaque réelle était basse. C'est exactement ce que nous désirons, et nous pouvons placer une lampe dans ces conditions de fonctionnement en augmentant sa tension de polarisation jusqu'au moment où le courant plaque cesse de circuler. Autrement dit, le point de fonctionnement est situé dans la *courbure inférieure* de la caractéristique.

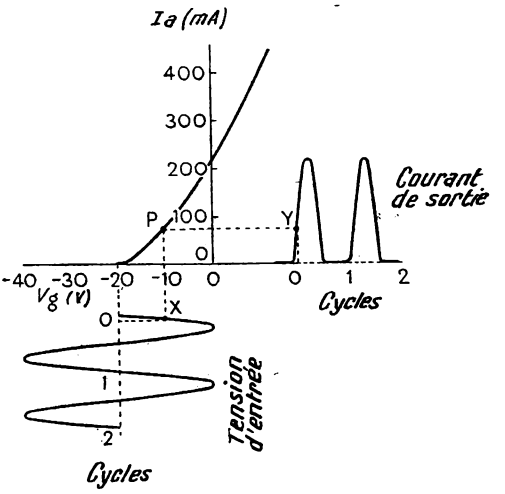


Fig. 13-1. — Fonctionnement en classe B, illustré au moyen d'une courbe I_a/V_g.

Ces conditions de fonctionnement sont illustrées par la figure 13.1. La lampe est polarisée à — 20 V, et la réaction ajustée de manière à fournir à la grille une tension d'attaque ayant une valeur de pointe égale à cette polarisation. C'est cette tension d'attaque que représente la sinusoïde tracée dans le bas de la figure (1). Pour un tel réglage, une alternance de chaque cycle est supprimée, comme le montre la forme d'onde dessinée du côté droit. Mais, comme nous l'avons vu, ce courant plaque est de peu d'importance par rapport au courant sinusoïdal qu'on trouve dans le circuit oscillant.

---

(1) Il convient ici de faire connaissance avec le procédé utilisé pour obtenir, à partir d'une courbe I_a/V_g, la forme du signal de sortie. Cette forme est dessinée point par point en projetant le signal d'entrée (appliqué à la grille) sur la courbe. Le signal d'entrée est dessiné sous le graphique, comme le montre la figure 13.1, son abcisse placée verticalement venant couper l'échelle « V_g » au point de fonctionnement choisi. Considérons maintenant par exemple le point X, situé à 1/12me de cycle (30°) du point de départ de la courbe représentant le signal d'entrée. Le point correspondant de la courbe caractéristique est P, situé verticalement au-dessus de X. Transporté ensuite horizontalement, il donne sur la courbe « signal de sortie » un point Y situé lui aussi à 1/12me de cycle de l'origine de cette nouvelle courbe; et ainsi de suite pour chaque point de celle-ci.

Classe C.

On peut aller plus loin dans ce sens, et améliorer encore le rendement, en continuant d'augmenter la tension de polarisation. Le point de fonctionnement est alors situé bien au-delà du point de coupure du courant plaque, et la tension d'attaque fournie à la grille doit pour cette raison être, elle aussi, augmentée. On dit dans ce cas que la lampe fonctionne en *classe C* (fig. 13.2). On voit que le courant plaque ne circule que pendant moins de la moitié d'un cycle, et se maintient dans la région avoisinant le point *d* de la figure 12.2, point où la tension plaque passe par un minimum. De la sorte, la puissance dissipée dans la lampe est minime, elle aussi.

On constate ici un fait auquel nous avons déjà fait allusion, savoir qu'il y a intérêt à augmenter le signal d'attaque jusqu'à ce que la grille devienne positive pendant une fraction du cycle; car, malgré la perte due au courant de grille qui se produit, pendant un temps assez bref d'ailleurs, on augmente considérablement ce faisant la puissance

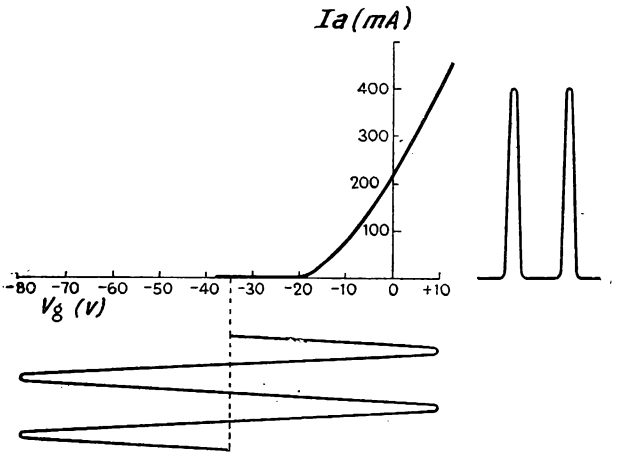


Fig. 13-2. — Fonctionnement en classe C. Comparer avec la figure 13-1. Ici la polarisation (— 35) est bien plus grande qu'il ne faut pour interrompre le courant plaque, qui, par suite, ne circule que pendant une partie des alternances positives du signal.

recueillie dans le circuit de plaque. Il est normal de pousser jusqu'au point où la tension positive de grille atteint en pointe une valeur proche de la tension plaque minimum. On arrive ainsi à des rendements de l'ordre de 75 %; mais, à partir d'un certain point, la puissance décroît rapidement. De plus, il finit par devenir difficile de fournir à la grille le signal d'attaque d'amplitude considérable que cette classe de fonctionnement nécessite.

Enfin, un oscillateur fonctionnant en classe C ne démarre pas seul: il faut ou bien le « lancer », ou bien le faire partir avec une tension de polarisation réduite. En effet, à la pleine tension de pola-

risation, aucun courant plaque ne circule, ce qui fait qu'aucune tension d'attaque n'est induite dans l'enroulement de réaction. Si un tel montage est employé en auto-oscillateur (et non simplement en amplificateur), c'est la seconde méthode qu'on emploie. Dans le chapitre XVI

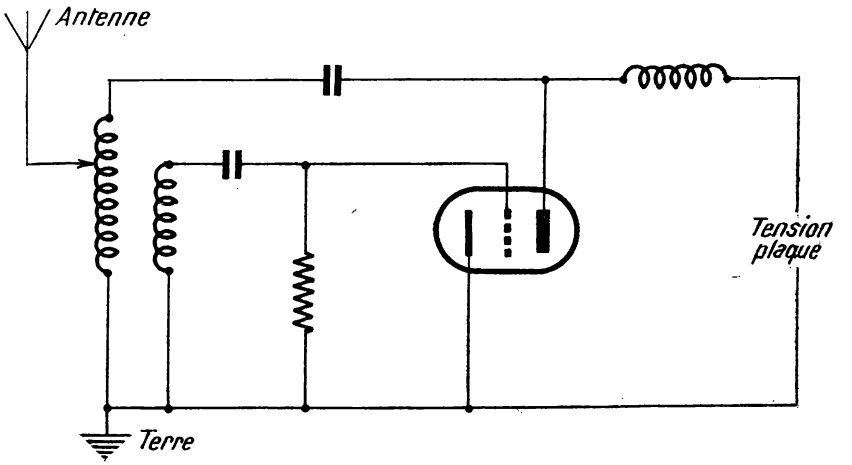


Fig. 13-3. — Couplage direct de l'antenne au circuit accordé d'un auto-oscillateur. L'autre extrémité du bobinage est généralement reliée à la terre.

nous verrons qu'il existe un procédé fournissant une tension de polarisation proportionnelle à l'amplitude de l'oscillation. Ce procédé est idéal pour un oscillateur classe C, car il assure automatiquement un démarrage énergique.

Stabilité de la fréquence.

Nous avons déjà parlé (p. 190) de certains moyens employés pour stabiliser la fréquence d'un oscillateur. Il est évident que cette stabilité est, pour une station d'émission, de la plus haute importance. Pour éviter les brouillages, des conventions internationales imposent des limites très étroites; de plus, dans certains cas (comme par exemple celui d'emploi du même canal pour plus d'un émetteur), il est à présent normal que la fréquence soit stabilisée à moins d'un millionième.

Dans les débuts de la radio, le circuit accordé de plaque était d'ordinaire étroitement couplé à l'antenne, soit inductivement, soit au moyen d'une prise, comme on le voit sur la figure 13.3. Nous examinerons la question des antennes dans le chapitre XV. Mais en attendant, nous pouvons dire qu'une antenne comporte une certaine capacité et une certaine inductance, qui varient avec sa position par rapport au sol et aux objets environnants, de sorte que, par un jour de grand vent, l'antenne présentera des caractéristiques extrêmement instables. Si elle fait, par suite du couplage étroit, partie intégrante

du circuit accordé, la fréquence de l'oscillateur variera constamment. Une telle disposition est inacceptable pour les besoins actuels.

Toutes les pièces exerçant une influence sur la fréquence doivent être rigides et compactes; il ne faut pas, en effet, que leur champ magnétique risque d'être traversé par des objets mobiles (comme le corps des opérateurs) venant modifier la distribution de ce champ, et par suite la capacité et l'inductance du circuit. Nous verrons (p. 287) qu'il est possible de prévenir cet effet en enfermant les éléments du circuit dans une boîte métallique (écran ou *blindage*). Mais évidemment, cela n'apporte aucune solution au problème du rayonnement.

Maître oscillateur, ou système du « pilotage ».

Le procédé qui permet de sortir de ce dilemme consiste à séparer les fonctions. On emploie alors un *maître oscillateur* (ou *pilote*) fournissant la fréquence nécessaire avec une stabilité aussi parfaite que possible, mais sous petite puissance, et un amplificateur attaqué par cet oscillateur, au lieu de chercher à faire remplir les deux fonctions par un seul étage. On s'arrange pour que le couplage de l'oscillateur pilote à l'amplificateur soit réalisé de manière à ne pas affecter la stabilité. L'amplificateur comporte un ou plusieurs étages, dont le dernier est couplé à l'antenne. Comme ce dernier étage est établi de manière à fournir la plus grande puissance possible, on l'appelle l'*amplificateur de puissance*.

Pilotage par quartz.

Un oscillateur de très grande stabilité est un élément très délicat à établir, et par conséquent un élément coûteux. Cependant, quand l'oscillateur ne doit pas couvrir une gamme étendue de fréquences (mais qu'il suffit qu'on puisse travailler sur un certain nombre de « points »), il existe un moyen relativement économique et simple de maintenir la fréquence dans des limites étroites. On fait usage des propriétés remarquables de certains cristaux, et en particulier du quartz. Ces cristaux sont capables de vibrer mécaniquement à des fréquences très élevées, et, ce faisant, d'engendrer entre leurs faces une tension alternative. Le phénomène est d'ailleurs réversible: l'application d'une tension alternative les fait entrer en vibration.

Le sujet est vaste et très spécial; mais il est commode dans la plupart des cas de considérer le cristal comme l'équivalent d'un circuit accordé possédant une inductance et un facteur Q extrêmement élevés. Et, contrairement au circuit composé d'une inductance et d'un condensateur, aucun facteur extérieur ne vient modifier les caractéristiques du circuit oscillant à quartz. La seule influence notable est celle de la température, effet d'ailleurs modéré et qu'il est possible d'éviter en plaçant le cristal dans un boîtier où on entretient une température constante.

Le cristal est monté entre deux plaques métalliques planes, analogues aux armatures d'un petit condensateur, avec en général une mince couche d'air interposée. La figure 13.4 montre deux types d'oscillateurs à quartz. Si, par l'imagination, nous remplaçons le quartz par un circuit accordé, nous voyons que le schéma *a* est un circuit à

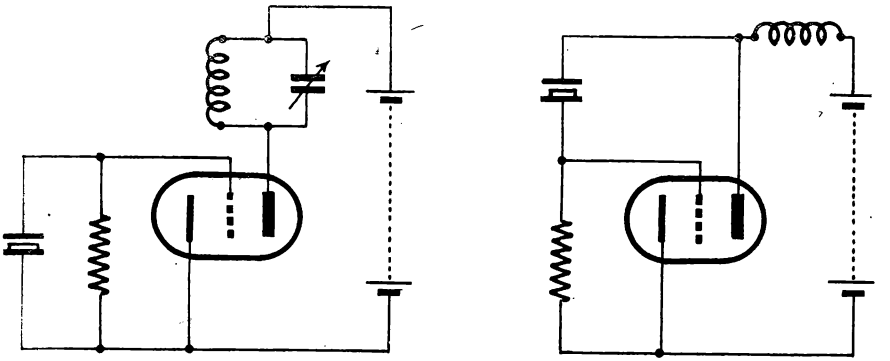


Fig. 13-4. — Deux types d'oscillateurs pilotés par quartz.

grille et plaque accordées (comparer avec la figure 12.9), et le schéma *b* un Colpitts (figure 12.8). Dans le schéma *a*, on accorde le circuit plaque sur le réglage où l'oscillation prend naissance.

Emetteur de télégraphie. Manipulation.

Nous avons à présent atteint le point où (tout au moins en théorie), nous sommes capables d'émettre dans l'espace un flot continu d'ondes de fréquence constante, et sous une puissance importante au besoin. Mais cela ne suffit pas pour transmettre des messages, même télégraphiques, et encore bien moins des paroles ou de la musique.

Le moyen le plus simple d'envoyer des dépêches consiste à couper le train d'ondes en fragments plus ou moins longs, représentant les traits et les points de l'alphabet Morse. Pour cela, il suffit de brancher un manipulateur de manière à lancer ou à interrompre les ondes au moment voulu.

A première vue, on pourrait s'imaginer que le manipulateur (qui n'est en somme qu'un interrupteur), pourrait être placé en n'importe quel point du circuit; mais, en pratique, il y aurait nombre d'inconvénients à agir de cette manière, et il convient de chercher un point où, pour commencer, on ne commute pas une puissance élevée. Un courant intense, en effet, détruirait rapidement les contacts, par suite de la formation d'étincelles. Une tension élevée produirait des arcs, et serait dangereuse pour l'opérateur. De ce fait, la commutation du circuit plaque est pratiquement interdite, de même que celle du circuit d'antenne. On ne peut songer non plus à placer le manipulateur dans

le circuit du filament, car celui-ci est trop lent à s'échauffer et à se refroidir. De plus, il faut que la manipulation n'ait aucune influence sur la fréquence, de sorte qu'on doit éviter de toucher au maître oscillateur.

Un procédé courant consiste à appliquer à un étage d'amplification intermédiaire (à faible puissance par conséquent) une polarisation élevée, en interrompant son circuit de cathode. Une autre méthode est de laisser l'émetteur rayonner constamment, et d'employer le manipulateur pour changer la fréquence du signal émis.

Radiotéléphonie. Modulation.

Pour transmettre des paroles, de la musique ou des images, il nous faut quelque chose de moins rudimentaire qu'un simple interrupteur. L'onde doit, en quelque sorte, être *moulée* sur la forme des courants à basse fréquence. Ce procédé, nous le savons, se nomme *modulation*. Et ce que l'on module se nomme une *onde porteuse*. La manipulation pourrait être considérée comme un cas spécial de modulation, dans lequel la puissance de l'onde émise varie brusquement d'une puissance nulle à la puissance maximum.

Mais supposons que nous désirions transmettre une note musicale pure, d'une fréquence de 1 kHz, produite par un instrument quelconque devant le microphone. Le courant produit par celui-ci aura la forme d'une onde sinusoïdale (fig. 13.5 *a*).

Comme nous l'avons appris dans le chapitre I, de telles fréquences ne peuvent être rayonnées directement. Nous emploierons donc pour notre onde musicale à 1 kHz une porteuse haute fréquence à 1000 kHz (par exemple). Sur la figure 13.5 *b*, on voit cette porteuse, mais on n'en a dessiné que 10 périodes au lieu de 1000 ; en dessiner plus n'était guère possible à cette échelle. Ce que nous voulons maintenant obtenir, c'est quelque chose qui soit, comme *b*, uniquement de la haute fréquence, de manière que nous puissions le faire rayonner par notre antenne, mais qui porte l'empreinte de *a*, pour qu'à la réception il soit possible d'en extraire la forme d'onde *a*. L'un des moyens d'y parvenir est de faire varier l'amplitude de *b* proportionnellement à *a*, d'une manière aussi exacte que possible. Autrement dit il faut en augmenter l'amplitude quand *a* est positif, et la faire diminuer quand *a* est négatif. On obtiendra alors *c*. Comme nous le constatons, *c* est uniquement de la haute fréquence ; donc, nous pouvons faire rayonner cette *onde modulée* par notre antenne. Mais bien qu'il n'entre dans cette onde que de la haute fréquence, les crêtes des alternances suivent la forme d'une onde à basse fréquence (notre onde à 1 kHz) comme le montre la ligne en pointillé, nommée *enveloppe* du train d'ondes à haute fréquence.

Evidemment, notre programme musical, ne comportant qu'une seule note, n'est pas très distrayant à entendre. Mais le même principe peut s'appliquer à toutes les formes d'ondes à basse fréquence de la parole et de la musique (ou de l'ombre et de la lumière s'il s'agit d'une émission de télévision). La complexité de ces ondes peut être fidèlement représentée par l'enveloppe d'une onde à haute fréquence modulée.

Profondeur de modulation.

Les récepteurs sont conçus de manière qu'une onde non modulée (pendant les intervalles du programme) ne produise aucun son dans le haut-parleur. Par conséquent, il est évident qu'un graphique comme celui de la figure 13.5 *c* représente une note d'une certaine intensité, laquelle intensité dépend de l'amplitude des variations de l'onde porteuse de part et d'autre de sa tension de crête moyenne. L'amplitude

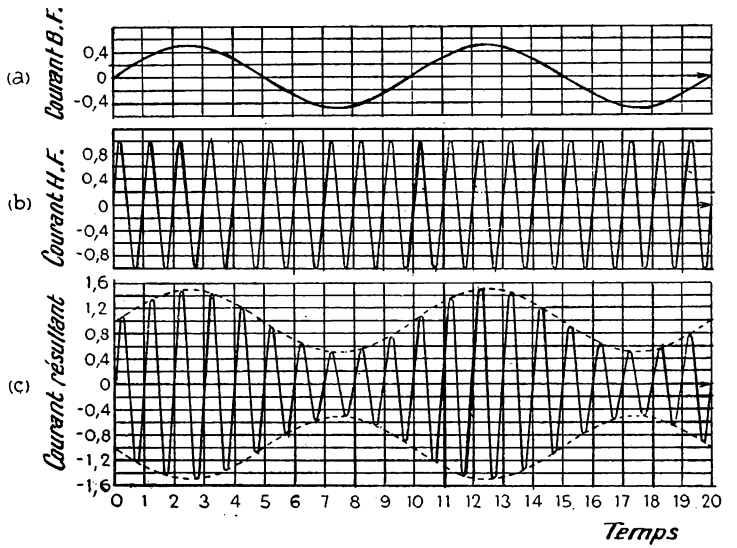


Fig. 13-5. — La courbe a représente deux périodes du courant B. F. comme celui qui sort du microphone. En b, le courant à fréquence beaucoup plus élevée que produit l'émetteur ; en c, le résultat de la modulation (en amplitude) de b par a.

de ces variations, par rapport à l'amplitude normale, se nomme la *profondeur de modulation.*

Pour qu'une transmission s'accomplisse sans distorsion, il faut que les augmentations et les diminutions de l'amplitude de la porteuse, lesquelles correspondent à des alternances positives et négatives du signal de modulation, soient égales. La limite est évidemment atteinte quand les alternances négatives réduisent exactement à zéro l'amplitude de la porteuse (fig. 13.6). A ce moment, l'amplitude, dans les alternances positives, atteindra le double de la valeur moyenne (celle de l'onde non modulée). Si on essaie de pousser plus loin la modulation, il est évident que la porteuse sera interrompue pendant une partie de chaque alternance négative, et que, pendant cette interruption, l'enveloppe ne pourra plus représenter fidèlement la forme du signal basse fréquence : il y aura distorsion. Quand la porteuse, comme nous venons de le voir, passe de zéro au double de sa valeur moyenne, on dit qu'elle est modulée à 100 %. En général, la profondeur de modulation est exprimée par la moitié de l'amplitude maximum (crête

à crête) de la variation, par rapport à l'amplitude moyenne. Par exemple, si une porteuse ayant au repos une tension de crête de 100 V varie, étant modulée, de 50 à 150 V, sa profondeur de modulation est de 50 %.

Pendant une émission musicale, les variations d'intensité du son sont produites par des variations de la profondeur de modulation, lesquelles produisent à leur tour dans le récepteur des variations de la puissance B.F. de sortie.

Procédés de modulation.

Sans vouloir entrer dans trop de détails, nous pouvons dire ici qu'une des méthodes de base, pour moduler en amplitude, est de faire

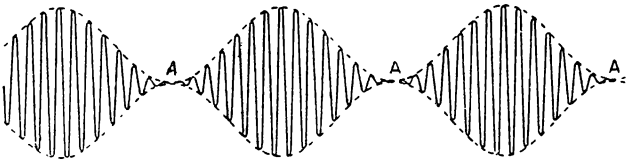


Fig. 13-6. — Porteuse modulée à 100 %. Dans les minima (points marqués A) le courant haute fréquence tombe à zéro.

varier la tension de plaque d'une lampe oscillatrice ou d'une lampe amplificatrice haute fréquence. La figure 13.7 montre l'application de ce procédé à une oscillatrice.

Dans ce schéma, V_0 est la lampe oscillatrice, montée en Hartley parallèle (p. 186). Il est évident que, si l'alimentation plaque se faisait directement à partir de la source, on obtiendrait une onde haute fréquence d'amplitude constante (c'est-à-dire non modulée). Mais nous voyons que le courant plaque doit traverser un bobinage à fer, ou *inductance d'arrêt* basse fréquence, qui présente aux fréquences de modulation une impédance élevée. De la sorte, quand une tension B.F. est appliquée à la grille de la lampe modulatrice V_M, celle-ci se comporte comme une amplificatrice (p. 168), et reproduit la tension en question, dans son circuit plaque, sous la forme d'une tension B.F. plus élevée. Celle-ci vient s'ajouter ou se retrancher à la tension plaque de l'oscillatrice, et par suite module la tension haute fréquence qu'elle produit.

Malheureusement, nous savons que la fréquence d'oscillation dépend dans une certaine mesure de la valeur de la tension plaque; par conséquent, cette méthode causera une certaine instabilité de la fréquence de notre porteuse. Or nous savons que, dans les émetteurs modernes, cette fréquence doit être extrêmement stable. Il s'ensuit que la modulation ne peut être appliquée directement à l'oscillateur, mais bien à un étage haute fréquence d'émetteur piloté (p. 198). Et si la modulation est appliquée à un étage de sortie à grande puissance, une autre difficulté survient. Supposons, par exemple, que cet étage soit normalement alimenté sous une tension de 5000 V. Pour le moduler à 100 %, il

faudra que le modulateur fasse passer cette tension à zéro (ou presque) pendant les alternances négatives, et dans les alternances positives l'élève à 10 000 V ; et ce, à la pleine intensité de courant plaque de la lampe de puissance H.F., de sorte qu'il faudra pratiquement disposer d'une modulatrice de la même puissance que la lampe de puissance H.F. Cela est grave dans un gros émetteur, attendu qu'outre l'emploi de lampes modulatrices énormes et très coûteuses, on aura aussi une augmentation considérable de la puissance consommée.

Il pourrait paraître plus simple d'appliquer la tension de modulation à la grille de l'oscillatrice ou d'une amplificatrice H.F. Ce procédé a été employé, bien qu'il donne de moins bons résultats (car il n'est pas si facile à appliquer qu'il paraît à première vue), et qu'il produise plus de distorsions que la modulation plaque.

D'autres procédés existent, en assez grand nombre, certains d'entre eux étant très pratiques, spécialement quand il s'agit d'émetteurs de petite puissance. Mais quand la fidélité passe avant tout, c'est la modulation plaque (dont il existe d'ailleurs plusieurs variantes) qui connaît la faveur des techniciens.

Modulation de fréquence.

Au lieu de maintenir la fréquence constante et de faire varier l'amplitude, on peut faire le contraire. La figure 13.8 montre la différence. En *a*, on voit un petit échantillon (deux périodes) du programme radiodiffusé, comme sur la figure 13.5, et en *b*, l'échantillon correspondant de porteuse H.F., modulée en amplitude par le signal *a*. Si, en revanche, la porteuse était modulée en fréquence, on aurait ce que l'on voit en *c* : une onde dont l'amplitude demeure constante, mais dont la fréquence augmente ou diminue selon que croît ou décroît la tension du signal B.F. En fait, si on joignait à la courbe *a* une

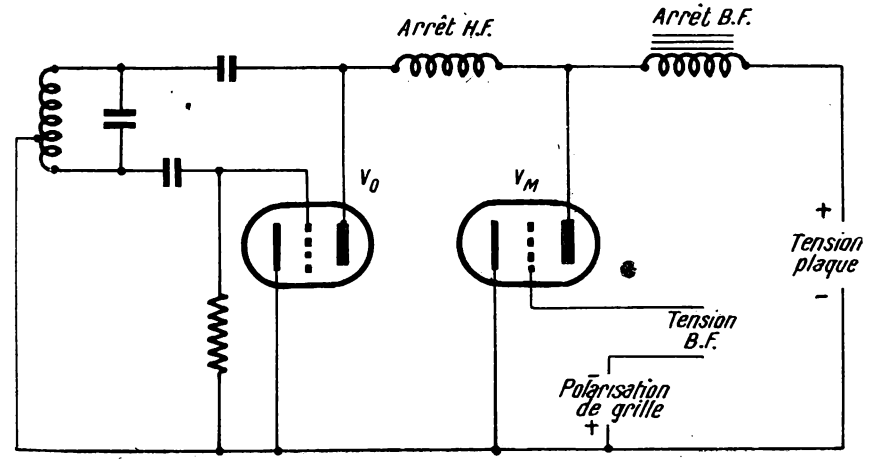


Fig. 13-7. — **Modulation plaque. On voit l'inductance d'arrêt destinée à empêcher le passage du courant haute fréquence dans les circuits du modulateur.**

échelle verticale convenablement graduée en Hz, *a* représenterait la fréquence de la porteuse.

Le principal avantage de la *modulation de fréquence* (« F.M. ») c'est que, moyennant certaines conditions, il est possible de la recevoir sans être gêné par les « parasites ». D'abord, l'émetteur peut fonctionner à pleine puissance constamment, ce qui assure une meilleure propagation dans les zones perturbées. Un émetteur modulé en amplitude est forcé d'employer une porteuse qui n'atteint jamais que la moitié de la tension et du courant maximum, et par conséquent n'a que le quart de la puissance maximum. De plus, les parasites sont des variations d'*amplitude*, que, dans le cas de la F.M., on peut éliminer en « rabotant » la porteuse reçue sans risquer de produire aucune distorsion.

Un autre avantage résulte du fait que la modulation déplace la porteuse tout le long d'une bande de fréquences qui peut être relativement importante. Cela se traduit également par une réduction des bruits parasites; mais le mécanisme de cette réduction est trop complexe pour être exposé ici en détail. Ce qu'il faut comprendre, c'est que, du fait que le changement de fréquence créé par le modulateur

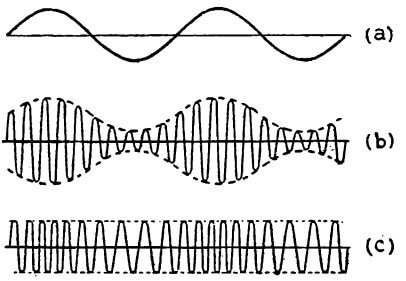


Fig. 13-8. — En a, deux périodes du courant à basse fréquence employé à moduler une porteuse H. F.; en b, modulation en amplitude; en c, modulation en fréquence.

est proportionnel à la tension B.F., plus grand sera ce changement de fréquence, plus puissant sera le son reçu.

En modulation d'amplitude, un taux de 100 % veut dire que l'amplitude varie de zéro au double de la valeur moyenne. Mais si la fréquence d'un émetteur F.M. variait dans de telles proportions, il ne resterait plus aucune place disponible pour les autres émetteurs (cela dit sans vouloir parler des impossibilités techniques). Il en résulte qu'une limite arbitraire a dû être imposée, qui est censée représenter le taux de modulation de 100 %.

L'*excursion* de fréquence en question, pour la plupart des émetteurs de radiodiffusion travaillant en F.M., est de 75 kHz de part et d'autre de la fréquence de la porteuse non modulée. (Il importe ici de se rappeler que, dans la gamme « petites ondes », les stations de radio ne sont écartées que de 9 à 10 kHz, ce qui fait que si elles employaient la F.M., elles chevaucheraient toutes les unes par dessus les autres.) Pour cette raison (et pour quelques autres) il faut que les stations F.M. emploient des fréquences beaucoup plus élevées, comprises en général dans les « très hautes fréquences » qui s'étendent de 30 à 300 MHz. Bien que la modulation de fréquence soit simple dans son principe, les

procédés de modulation employés en pratique sont, par contre, beaucoup trop compliqués pour que nous les décrivions ici.

Il est évidemment souhaitable qu'une émission de radiodiffusion soit aussi exempte que possible de bruits de fond. C'est pour cette raison que l'on emploie la F.M. d'une manière de plus en plus étendue pour la transmission de programmes sonores. Elle sert également, dans un

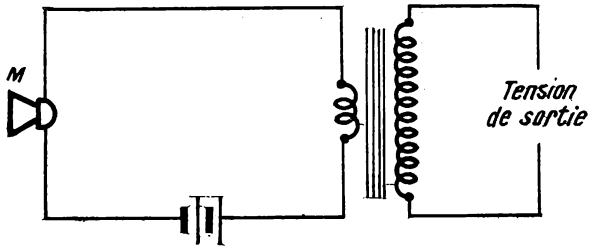


Fig. 13-9. — Montage d'un microphone à charbon (M) permettant d'obtenir une tension B. F.

certain nombre de pays, à transmettre le son accompagnant les émissions de télévision. Enfin, elle est beaucoup utilisée aussi pour les transmissions d'images fixes (téléphoto), et pour la télégraphie.

Microphones.

Nous savons maintenant à peu près ce que contenaient deux des boîtes de l'émetteur de la figure 1.9 : le générateur de courant à haute fréquence et le modulateur.

Mais pour moduler, il faut transformer les ondes sonores en courants à basse fréquence de forme identique, lesquels actionneront le modulateur. Quel est donc l'appareil qui accomplit cette transformation? Tout le monde le connaît, une foule de gens l'ont en mains chaque jour : c'est le *microphone*, et celui dont le téléphone fait usage (non la radiodiffusion) est dans son essence le même que celui qu'inventa Hugues en 1878.

Les sons qui parviennent au microphone font vibrer une mince membrane circulaire, derrière laquelle se trouve une petite cuvette emplie de granules de charbon. Entre les deux bornes, qui sont reliées à la membrane et à la petite cuvette fixe, est donc interposée cette foule de contacts extrêmement instables que font entre eux les granules de charbon. La moindre vibration transmise à la membrane par les variations de pression dues aux ondes sonores se traduit par une variation considérable de la résistance de ces contacts. Le microphone à charbon est donc une résistance variable, commandée par les ondes sonores; et, branchée en série avec une pile (fig. 13.9), cette résistance fait varier l'intensité du courant que la pile débite. Ce courant variable traverse le primaire d'un transformateur et induit, aux bornes du secondaire, une tension variable elle aussi. Malgré l'emploi du transformateur élévateur, la tension de sortie n'est, néanmoins, que de quelques volts tout au plus, de sorte que pour moduler un gros émetteur, il faut employer encore plusieurs étages d'amplification.

Le microphone utilisé en téléphonie donne une tension de sortie

relativement importante sur la gamme de fréquences correspondant à une intelligibilité suffisante pour les besoins courants. Cette tension de sortie n'est cependant obtenue que par suite d'une certaine résonance mécanique aux fréquences en question, résonance qui, par contre, défavorise nombre de fréquences indispensables à une transmission vraiment fidèle de la parole avec toutes ses intonations, et de toutes les finesses de la musique. Si on réduit la résonance mécanique, afin d'obtenir une réponse plus uniforme, on perd en sensibilité, et il faut une plus grande amplification. (Comparer avec la résonance électrique, figure 8.6.) Le microphone à charbon est d'ailleurs assez fécond en bruits parasites, à cause de ses nombreux contacts instables. Par suite de tous ces inconvénients, on a employé quantité d'autres systèmes de microphones. Ce qu'il faut se dire, c'est que dans l'ensemble, plus le son est reproduit fidèlement, plus faible est la tension de sortie obtenue.

Le microphone électrostatique est généralement constitué d'une membrane métallique derrière laquelle se trouve une plaque très rapprochée: quand un son fait vibrer la membrane, la capacité du condensateur ainsi formé varie, et les courants de charge et de décharge obtenus passent à travers une résistance élevée aux bornes de laquelle ils produisent des tensions. En série avec le condensateur et la résistance se trouve évidemment une source de tension continue fournissant le courant de charge. Les inconvénients de ce dispositif sont une impédance très élevée, et des tensions de sortie extrêmement basses.

Les microphones à cristal (ou *piézo-électriques*) utilisent les propriétés dont nous avons parlé à propos du pilotage des émetteurs (p. 198). Des différences de pression produisent sur les faces du cristal des différences de tension. On ne se sert pas ici de cristaux de quartz, mais des cristaux de certains composés chimiques dits *sel de Rochelle* ou *sel de Seignette* (ce dernier étant également utilisé en pharmacie comme purgatif). Ces microphones sont relativement économiques et donnent de bons résultats.

Mais les microphones le plus souvent employés en radiodiffusion, et dans les installations d'amplification les plus soignées, sont du type *électromagnétique*. Il en existe divers modèles. Les uns emploient une membrane en fer qui, en vibrant, fait varier le flux qui traverse une bobine, ce qui y induit des tensions. Dans d'autres, la membrane porte une bobine mobile dans laquelle des tensions sont induites par le flux d'un aimant fixe. Dans les meilleurs, un ruban métallique très léger est employé à la place de la bobine. Les microphones piézo-électriques et électromagnétiques produisent directement des tensions, et n'ont par conséquent pas besoin de pile. Mais les modèles électromagnétiques exigent l'emploi d'un transformateur élévateur.

Ce qui équivaut au microphone dans un émetteur de télévision est la caméra, qui sera décrite page 392.

Couplage à l'antenne.

Le dernier des éléments importants de notre émetteur est l'*antenne*. Celle-ci fournit le sujet du chapitre XV. Mais ce que nous pouvons

quand même examiner, au point où nous en sommes, c'est la manière dont elle est reliée à l'émetteur, parce que, de ce couplage, dépend dans une grande mesure le rendement en puissance.

Nous avons vu (p. 170) qu'une lampe peut être considérée sous l'aspect d'un générateur ayant une résistance interne (r_a), et que la puissance de sortie maximum, pour une tension alternative donnée appliquée à la grille, est obtenue en rendant la résistance de charge égale à la résistance interne. Dans un émetteur, la lampe en question est la lampe de puissance constituant le dernier étage d'amplification, et la charge est la résistance dynamique du circuit accordé couplé à l'antenne.

Il est généralement possible de faire que les pertes du circuit accordé soient minimes, de sorte que l'on peut considérer l'antenne comme la charge effective. Si, momentanément, nous supposons que l'on peut la considérer aussi sous l'aspect d'une résistance équivalente, devons-nous faire en sorte que cette résistance soit égale à r_a? De cette façon, le rendement (c'est-à-dire le rapport entre la puissance produite par la lampe et celle qui est transmise à l'antenne) n'est que de 50 %: la moitié de la puissance est perdue dans la lampe. Or, le facteur limitatif n'est pas la tension d'attaque de grille (car cette tension peut aisément être augmentée), mais bien la quantité de chaleur que la lampe est capable de dissiper (p. 194). Si les données du fabricant nous disent que la lampe peut dissiper 100 W, et que le rendement de la transmission de puissance à l'antenne est de 50 %, il est possible de faire passer 100 W dans l'antenne. Mais si, en augmentant la résistance de charge *et* la tension, on porte le rendement à 66,66 %, la puissance de sortie maximum sera égale au double de la puissance dissipée, c'est-à-dire à 200 W. Pour de multiples raisons, le rendement ne peut être augmenté indéfiniment de cette manière, de sorte que les fabricants de lampes indiquent pour chaque type une *résistance de charge optimum*.

Tout en remettant au chapitre XV l'examen détaillé des antennes en tant que charges, nous pouvons, en attendant, considérer comme acquis le fait que leur impédance doit varier considérablement avec la fréquence. Donc, si par un « coup de pot » il arrive que l'impédance de l'antenne, à la fréquence de travail, soit par hasard égale à la résistance de charge optimum de la lampe utilisée, nous pouvons brancher l'antenne et la terre aux deux bouts du circuit accordé de plaque. Mais il est rare que l'impédance d'un circuit ainsi constitué soit précisément égale à la résistance de charge optimum, de sorte qu'un dispositif d'adaptation sera nécessaire.

Or, ce dispositif d'adaptation, nous le connaissons: c'est un transformateur. Nous avons vu (p. 120) que, par un choix correct du rapport entre les nombres de tours des enroulements, il était possible de rendre n'importe quelle résistance équivalente à une autre résistance également quelconque. Et nous avons trouvé une formule, qui nous dit que pour adapter R_s à R_p, le transformateur doit avoir un rapport égal à $\sqrt{(R_p/R_s)}$. Prenant la chose par l'autre bout, nous pouvons dire qu'il faudra, au secondaire, $\sqrt{(R_s/R_p)}$ tours pour chaque tour du primaire. Par exemple, si notre bobinage d'accord comprend 40 tours, et que la résistance de charge optimum de notre lampe doit être de

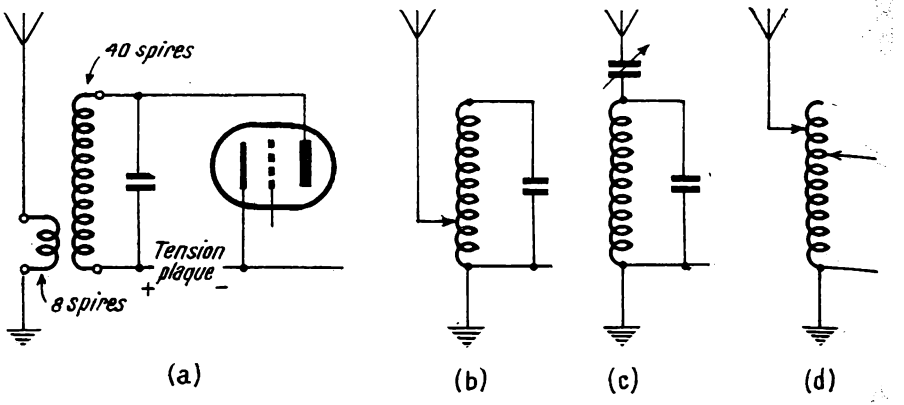


Fig. 13-10. — Diverses méthodes de couplage de l'antenne à l'émetteur. En a, couplage inductif au moyen d'un montage en transformateur, discuté dans le texte ; en b, montage en autotransformateur ; en c, montage à condensateur série ; en d, montage destiné à réduire la charge de la lampe.

3000 Ω, que, de plus, à la fréquence de travail l'antenne équivaut à une résistance de 120 Ω branchée entre les bornes A et T, cette antenne doit être couplée au bobinage d'accord par un enroulement de $40 \times \sqrt{120/3000} = 8$ tours (fig. 13.10 *a*).

Nous pourrions aussi employer un montage en autotransformateur (p. 120), comme le montre la figure 13.10 *b*. Cette méthode a le défaut de mettre l'antenne au potentiel de la plaque, c'est-à-dire pratiquement à la haute tension. Il existe d'autres méthodes, comme par exemple en *c*, où on fait usage d'un condensateur variable, qui isole l'antenne comme le secondaire de la figure *a*. Enfin, la méthode *d* peut être employée dans le cas où la charge optimum est *inférieure* à l'impédance de l'antenne.

Il est aisé de calculer, au moyen de la méthode simple que nous venons d'exposer, le nombre de tours assurant le couplage correct. Il est déjà plus difficile de calculer la valeur du condensateur variable employé en *c*. Mais c'est une tâche effroyable que de calculer tout ce qui, en pratique, procurera le meilleur résultat. Nous avons supposé (ceci dit à titre d'exemple) que la *totalité* du flux magnétique était réellement employée à coupler le primaire au secondaire, alors que, dans un transformateur haute fréquence, la réalité est assez éloignée de cette vue idéale. En pratique, on calcule le couplage optimum aussi précisément que faire se peut, et on s'arrange pour pouvoir le faire varier de manière à obtenir, par un ajustage final, le meilleur rendement. De toutes façons, la figure 11.4 nous montre qu'il faut s'écarter considérablement du réglage optimum pour que la perte en puissance de sortie devienne réellement sérieuse.

Une autre complication provient du fait qu'une antenne a presque toujours de la réactance tout autant que de la résistance, que cette réactance influe sur l'accord, et que cela oblige à modifier la valeur de la capacité d'accord. Dans le sens d'une diminution si la réactance effectivement en parallèle avec le bobinage est capacitive, et dans le sens d'un accroissement si elle est inductive.

CHAPITRE XIV

LIGNES DE TRANSMISSION

« Feeders ».

En examinant la constitution des circuits, nous avons, la plupart du temps, supposé que la résistance, l'inductance et la capacité se cantonnaient dans des éléments séparés, comme les résistances, les inductances (ou bobinages) et les condensateurs. Il est certain qu'un enroulement, par exemple, comprend toujours une certaine quantité de chacune ; mais nous avons vu qu'on peut en donner une image assez exacte en remplaçant l'élément considéré par un circuit imaginaire comportant séparément L, C et R (p. 139). Dans le prochain chapitre, néanmoins, nous aurons à examiner la question des antennes, dans lesquelles nous verrons que L, C et R sont inextricablement mêlées et réparties sur une longueur considérable. Le calcul des antennes est pour cette raison bien plus compliqué que tout ce à quoi nous nous sommes attaqués jusqu'ici, surtout quand on sait qu'elles sont susceptibles de prendre tant de formes différentes.

Mais il existe un cas d'impédance répartie plus facile à traiter, et qui de ce fait peut fournir une bonne entrée en matière au sujet qu'il nous faudra envisager par la suite. C'est celui des *lignes de transmission*. L'exemple qui nous est le plus familier est celui du câble reliant un téléviseur à son antenne perchée tout en haut du toit. Pour des raisons qui seront exposées plus tard (p. 391), la télévision emploie des ondes de fréquences très élevées, que l'on reçoit le mieux au moyen d'antennes ayant des dimensions bien définies (p. 232). Dans ce cas, il est souhaitable que les fils reliant l'antenne au récepteur ne rayonnent ni ne captent quoi que ce soit, et de plus n'affaiblissent pas les signaux de fréquence élevée. Du côté de l'émetteur, le problème est encore plus délicat, du fait qu'il s'agit de transmettre, des appareils à l'antenne, une puissance élevée, alors que cette antenne peut être à des centaines de mètres, sur son pylône.

Pour réduire autant que possible et le rayonnement de la ligne et sa sensibilité aux signaux indésirables, il faut que les deux conducteurs qui la composent se trouvent très près l'un de l'autre, de manière

que leurs effets s'annulent mutuellement. Il existe deux formes principales de lignes de ce genre; l'une est composée de deux fils parallèles, comme le montre la figure 14.1 *a*; dans la seconde, l'un des conducteurs, de forme tubulaire, entoure complètement l'autre: c'est ce qu'on nomme une *ligne coaxiale* (fig. 14.1 *b*). La ligne coaxiale est plus coûteuse, mais préférable à la ligne parallèle.

Equivalent électrique d'une ligne.

Dans les deux types, et en particulier dans la ligne coaxiale, la proximité des conducteurs crée entre eux une capacité importante. Cela signifie qu'aux fréquences élevées leur impédance est basse. On pour-

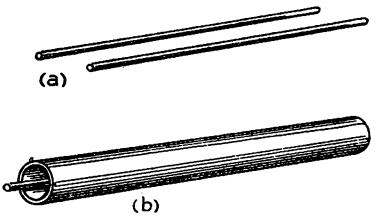


Fig. 14-1. — Les deux types principaux de lignes de transmission : a) parallèle ; b) coaxial.

rait donc penser que, pour une très longue ligne, cette impédance constituerait un court-circuit, et que très peu de puissance parviendrait à l'extrémité. Mais il faut se rappeler que chaque portion de ligne a non seulement une certaine capacité en parallèle, mais aussi, par l'effet du flux magnétique engendré par le courant qui y circule, une certaine inductance en série (fig. 4.2). Une certaine longueur de ligne peut donc être représentée comme on le voit sur la figure 14.2, où L et C sont respectivement l'inductance et la capacité d'une portion extrêmement courte, et sont par suite d'extrêmement petites quantités. Chaque conducteur contribue évidemment à former l'inductance, mais, pour notre discussion, peu importe que le symbole qui la représente soit reporté sur un seul fil. Cela simplifie les choses, et, de toutes façons, elle se trouve

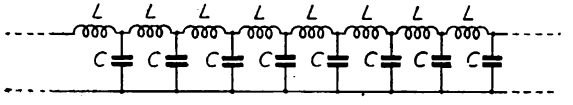


Fig. 14-2. — Analyse électrique approximative d'une courte longueur de ligne.

quand même en série. Comme nous n'envisagerons que des lignes uniformes sur toute la longueur, chaque L est accompagnée de la même quantité de C; autrement dit, le rapport L/C est constant.

Ayant analysé la ligne de cette manière, envisageons la charge du côté récepteur. Supposons, pour commencer, que son impédance soit une simple résistance R (fig. 14.3 *a*). Si nous mesurions la tension à

ses bornes et l'intensité qui la traverse, le rapport de ces deux quantités nous donnerait la valeur de R en ohms.

Maintenant, supposons que la charge soit d'une nature plus complexe, et, pour cela, ajoutons-lui une petite inductance en série, et une petite capacité en parallèle, comme on voit en *b*. Pourvu que la capacité soit petite, sa réactance X_C sera beaucoup plus grande que R. En adoptant la méthode utilisée page 139, nous voyons qu'une réactance relativement importante en parallèle avec une résistance, peut, sans que l'erreur soit notable, être remplacée par un circuit équivalent constitué de la même résistance en série avec une petite réactance. Si nous appelons X_C' cette réactance équivalente, $X_C'/R = R/X_C$, ou $X_C' = R^2/X_C$. Si nous rendons X_C' égale à X_L, elle annulera l'effet de L (p. 124), de sorte que l'ensemble 14.3 *b* donnera, à la mesure, les mêmes résultats que R seule. X_L est évidemment égale à $2\pi f L$, et X_C à $1/(2\pi f C)$. Donc, la condition pour que X_C' et X_L s'annulent est que

$$2\pi f L = R^2 \times 2\pi f C$$

ou

$$L = R^2 C$$

ou

$$R = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Remarquons que la fréquence n'intervient pas dans tout cela, excepté quand elle est très élevée; il faut alors que L et C soient extrêmement

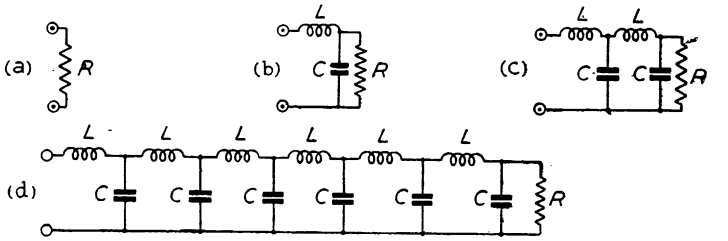


Fig. 14-3. — Synthèse d'une ligne au moyen d'éléments de base.

petites, afin que X_C soit beaucoup plus grande que R. En supposant alors que, dans notre cas, il se fasse que $\sqrt{L/C}$ soit précisément égale à R, de sorte que R dans la figure 14.3 *a* puisse être remplacée par l'ensemble LCR représenté en *b*, il importera peu aux instruments de mesure que R, dans cet ensemble, soit à son tour remplacée par un autre ensemble LCR, comme en *c*. Dans cette nouvelle charge, R peut également être remplacée par un ensemble LCR, et ainsi de suite indéfiniment (*d*). Chaque fois, les instruments de mesure connectés aux bornes indiqueront les mêmes valeurs, comme si la charge comportait uniquement R.

Plus les valeurs de L et C sont petites, plus le raisonnement que nous venons de tenir s'applique étroitement à la réalité, et cela pour

n'importe quelle fréquence d'usage pratique. Cela est très intéressant, car en donnant à chaque L et C des valeurs de plus en plus petites et en augmentant leur nombre, nous pouvons arriver à une approximation de plus en plus serrée de l'équivalence électrique d'une ligne parallèle ou coaxiale dans laquelle l'inductance et la capacité sont uniformément distribuées sur toute la longueur. Dans une telle ligne, le rapport entre inductance et capacité est le même pour trente centimètres, deux kilomètres, ou pour chacune des « unités » infinitésimales, ce qui nous amène à la conclusion que, pourvu que l'extrémité de la ligne, si lointaine soit-elle, se referme sur une résistance R égale à $\sqrt{L/C}$ ohms, la longueur de la ligne est indifférente. Pour la source ou le générateur, tout se passe exactement comme si la charge R était branchée directement à ses bornes.

Nous sommes donc en possession de la ligne de transmission idéale pour tous les cas où la charge doit être située à une certaine distance du générateur. Mais il nous faut reconnaître qu'il existe quand même une certaine différence entre une ligne réelle et la ligne théorique de la figure 14.3 *d*. Les conducteurs composant la ligne réelle ne sont pas dépourvus de résistance. Si, comme on peut le penser, cette résistance est, elle aussi, uniformément répartie sur toute la ligne, chaque fois qu'on aura une longueur de ligne donnée en circuit, une certaine puissance sera absorbée. Si par exemple la puissance à l'entrée d'une ligne de 100 mètres est de 25,9 % supérieure à celle qu'on recueille à l'autre extrémité, on dira que l'*atténuation* introduite par la ligne est de 1 dB par 100 mètres (p. 176) ; nous saurons par conséquent que 20 mètres de la même ligne causeront une atténuation de 0,2 dB. Il est évident qu'une ligne faite de fil fin, ayant une résistance relativement élevée, produira une perte de puissance plus élevée qu'une ligne faite de fil à basse résistance. Il en sera de même si les fils sont séparés par un isolant de mauvaise qualité (p. 137). Bien que la résistance en question fasse partie intégrante des caractéristiques de la ligne, on peut admettre qu'elle soit omise dans des calculs du même ordre que les derniers que nous avons effectués.

Résistance caractéristique.

Il faut maintenant examiner la manière dont on procède pour adapter la ligne à sa charge, afin de remplir la condition nécessaire $\sqrt{L/C} = R$.

$\sqrt{L/C}$ est évidemment une caractéristique propre à la ligne ; pour les instruments de mesure branchés à une des extrémités, elle apparaît comme une résistance, de sorte qu'on l'a nommée *résistance caractéristique* de la ligne (symbole R_0).

Si vous avez l'impression que la résistance en question provient de ce qu'il y a à l'extrémité de la ligne, et non de la ligne elle-même, rappelez-vous que la résistance de charge peut toujours être remplacée par une longueur de ligne supplémentaire, de sorte que, finalement, R_0 pourrait être défini comme la résistance d'entrée d'une ligne de

longueur indéfinie. D'une manière plus pratique, on peut encore dire que c'est une résistance égale à la charge que l'on peut placer au bout d'une ligne de longueur quelconque sans que le générateur y trouve de différence.

D'une manière générale, L et C ne dépendent que de l'écartement et du diamètre des fils ou tubes dont la ligne est constituée, ainsi que de la constante diélectrique des isolants qui les séparent. Autant que faire se peut, pour réduire les pertes au maximum, les câbles coaxiaux sont à air. Plus les conducteurs sont rapprochés, plus C est élevée et

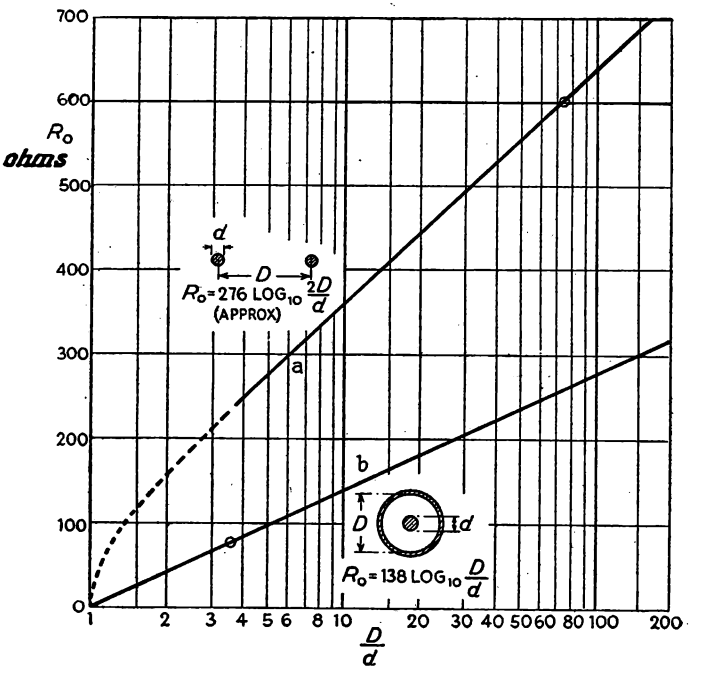


Fig. 14-4. — Graphiques donnant le rapport entre R_0 et les dimensions des lignes de types a) parallèle, b) coaxial.

plus L est petite, comme on peut s'en douter, puisque les armatures du « condensateur » sont plus près l'une de l'autre et que le champ magnétique créé par le passage du courant dans un des fils est plus près d'être annulé par celui qui circule en sens opposé dans l'autre. Par conséquent, une ligne où les conducteurs sont peu écartés a une petite résistance R_0, et convient à de faibles résistances de charge. Toutes choses égales par ailleurs, on peut s'attendre à ce qu'une ligne coaxiale ait une capacité C plus élevée, et par suite une résistance R_0 plus petite qu'une ligne parallèle.

Des formules ont été établies pour le calcul de R_0. Pour une ligne parallèle (fig. 14.4 *a*), elle est pratiquement égale à 276 $\log_{10}$ (2 D/*d*) (à condition que D soit égale à au moins 4 ou 5 fois *d*), et pour une

ligne coaxiale (fig. 14.4 *b*), à 138 $\log_{10}$ (D/*d*). On peut utiliser des courbes comme celles de la même figure pour établir des lignes capables (dans des limites pratiques) de s'adapter à une charge de n'importe quelle résistance. On a constaté que les proportions causant le moins de pertes donnent à R_0 une valeur de l'ordre de 600 Ω pour le parallèle et de 80 Ω pour le coaxial. Néanmoins, il est possible de réaliser des lignes de dimensions acceptables pour les besoins pratiques, et présentant de bonnes caractéristiques électriques, pour des valeurs de R_0 allant de 200 à 650 Ω pour le premier type, et de 40 à 140 Ω pour le second. Nous verrons plus loin comment il est possible d'adapter correctement une charge dont l'impédance ne correspond à celle d'aucune ligne de modèle courant.

Et, de ce fait, que se passe-t-il si la charge n'est pas une résistance pure? Quelle qu'elle soit, elle peut toujours être assimilée à une résistance en parallèle avec une réactance. Et cette réactance peut toujours être neutralisée en plaçant à ses bornes une réactance égale et de sens opposé (p. 129).

Propagation des ondes dans une ligne.

Une ligne dépourvue de pertes, et ayant la résistance caractéristique correcte, interposée entre un générateur et sa charge, ne modifie pas les valeurs du courant et de la tension (on trouve les mêmes tant à la sortie qu'à l'entrée), mais elle change leur phase. Rien que le fait que la tension aux bornes de R (fig. 14.3 *b*) soit égale à la tension appliquée à la ligne rend ce fait inévitable. On peut le vérifier en traçant les vecteurs correspondants. Il existe un léger retard de phase dû à L. Dans une ligne, le retard de phase augmente d'une manière continue à mesure qu'on progresse tout le long. Si nous examinons ce qui se passe à partir du moment où le générateur commence à débiter (fig. 14.5), nous voyons ce que signifie ce retard de phase: il faut au courant un temps appréciable pour circuler du générateur à la charge.

Pendant la première alternance (mettons positive), le courant commence à charger C_1 : l'inductance L_1 empêche la tension dans C_1 de croître aussi vite que celle du générateur. L'inertie de L_2 à l'accroissement du courant fait que C_2 est chargé un petit peu plus tard que C_1, et ainsi de suite, à mesure qu'on progresse le long de la ligne. Mais pendant ce temps le générateur est passé à l'alternance négative, et celle-ci commence à son tour à se propager à la suite de la précédente. A la première crête négative, la distribution des tensions peut être représentée par la courbe 14.5 *b*. Avec un tantinet d'imagination, on peut se figurer le déplacement ondulatoire de la tension le long de la ligne, comme le long d'une corde qu'on secoue par un bout.

Notre théorie nous a montré qu'en quelque point de la ligne qu'on branche un appareil de mesure, elle lui apparaît comme une résistance, ce qui implique que le courant soit partout en phase avec la tension. Par conséquent, cette courbe représente aussi la puissance circulant dans la ligne.

La vitesse de propagation de l'onde dépend évidemment des valeurs de la capacité et de l'inductance. Plus elles sont grandes, plus long sera le temps que chaque fraction de ligne mettra à se charger, et plus long celui qu'il faudra au courant pour s'y établir. Nous avons déjà vu que C augmente quand on rapproche les deux conducteurs, mais que, ce faisant, on diminue L. En fait, ces deux effets se contrebalancent, et la vitesse de propagation n'en est pas affectée. Le seul résultat de ce changement de proportions est que le rapport L/C (et par suite R_0) diminue. Et le seul moyen de changer la valeur de C sans toucher à l'écartement des conducteurs est de modifier la constante

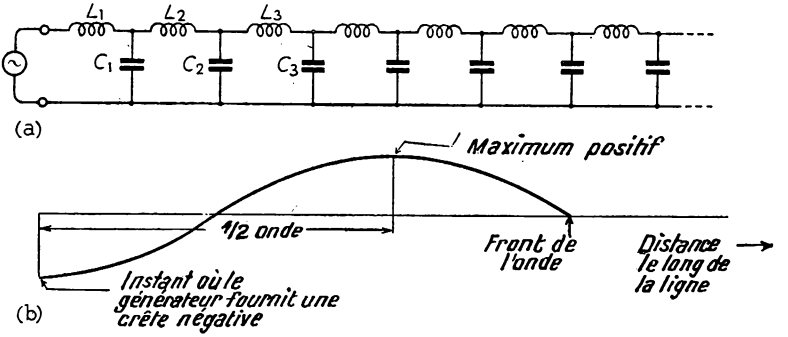


Fig. 14-5. — En a, représentation électrique d'une ligne, côté générateur ; en b, tension instantanée (et courant) pour 3/4 de cycle à partir du début de la production d'une onde sinusoïdale.

diélectrique de l'isolant qui les sépare (p. 68) ; de même, un changement éventuel de la perméabilité magnétique du milieu changerait la valeur de L. Il a été établi que la vitesse de propagation est égale à $1/\sqrt{\varepsilon\mu}$. La perméabilité et la constante diélectrique les plus faibles sont évidemment celles de l'air, — à moins de faire des câbles isolés par le vide, ce qui n'est guère réalisable ; en unités m.k.s., elles sont respectivement égales à $8{,}854 \times 10^{-12}$ et $1{,}257 \times 10^{-6}$, ce qui, pour la vitesse de propagation, donne

$$1/\sqrt{8{,}854 \times 1{,}257 \times 10^{-18}} = \text{presque } 300\,000 \text{ km/s}$$

soit à peu près la même vitesse que celle des ondes dans l'espace.

De toutes façons, il faut bien un support solide pour fixer l'écartement des conducteurs, et il arrive que l'isolant remplisse entièrement l'espace qui les sépare. En pratique, la perméabilité des corps employés ne diffère guère de celle du vide, mais la constante diélectrique est, elle, notablement plus élevée. Par conséquent, la vitesse de propagation est moindre ; par exemple, si cette constante est de 4, la vitesse est réduite de moitié (mais elle est encore bien grande !). Il en résulte que le temps nécessaire au courant pour arriver au bout de la ligne est extrêmement bref — une minime fraction de seconde — mais, si court soit-il, il y a quand même un intervalle entre le moment où le générateur commence à débiter de la puissance dans la ligne et celui où on peut en recueillir à l'autre extrémité. Durant cet intervalle de temps, le générateur n'est aucunement en contact avec la charge, et le courant

lancé dans la ligne par une tension donnée est déterminé uniquement par R_0, quelle que soit la valeur de la charge se trouvant à l'autre extrémité, ce qui constitue une preuve supplémentaire du fait que R_0 est bien une caractéristique propre à la ligne et indépendante de la charge. On peut ajouter aussi que, pendant ce temps très court où le générateur ne « sait » pas encore quelle sera la valeur de la charge dans laquelle il devra débiter son courant, c'est R_0 qui, provisoirement, détermine la puissance délivrée. D'accord avec la loi que nous connaissons, la puissance en question est maximum quand R_0 est égale à r, qui est la résistance interne du générateur.

En négligeant les pertes dues à la ligne, la tension et le courant seront les mêmes du côté de la charge que de celui du générateur. De la sorte, si la charge est une résistance égale à R_0, la loi d'Ohm sera satisfaite et la totalité de la puissance sera absorbée à mesure qu'elle arrivera au bout de la ligne. Si, par exemple, une certaine ligne ayant une résistance R_0 de 500 Ω est branchée sur un générateur ayant une résistance interne r de 500 Ω également, et fournissant une tension de 1000 V à vide, la tension mesurée aux bornes sera de 500 V et le courant de 1 A jusqu'à ce que l'onde soit parvenue à l'extrémité de la ligne, sans égard à ce qui peut se trouver à cette extrémité. Et si en ce point est placée une charge de 500 Ω , la valeur efficace du courant continuera, évidemment, d'être de 1 A dans tout le circuit.

Réflexion de l'onde.

Mais supposons que la résistance de charge soit par exemple de 2000 Ω. D'après la loi d'Ohm, il est impossible que 500 V aux bornes de 2000 Ω produisent un courant de 1 A. Et cependant, le courant arrive bel et bien sous cette intensité de 1 A. Que se produit-il? Une partie de ce courant, n'ayant rien à faire là, s'en retourne chez lui, c'est-à-dire au générateur. En termes plus orthodoxes, on dit qu'il est *réfléchi* par suite de la mauvaise adaptation de la charge à la ligne. Le courant réfléchi, circulant en sens inverse de celui qui arrive, peut être considéré comme étant de phase opposée, ce qui fait que le total est inférieur à 1 A. La résistance de charge relativement élevée fait que la tension au bout de la ligne est supérieure à 500 V, et cette augmentation de la tension peut être considérée comme une f.é.m. réfléchie engendrant le courant réfléchi. Si la moitié du courant était réfléchie, laissant une intensité de 0,5 A traverser la résistance de charge, la tension augmenterait de 50 %, ce qui ferait 750 V. Mais 750 V et 0,5 A correspondent à une charge de 1500 Ω, et non de 2000. Donc la portion réfléchie doit être plus importante; elle est en réalité de 60 %, ce qui porte la tension à 800 V, et le courant dans la charge à 0,4 A.

Il y a donc maintenant un courant de 1 A, produit par une tension de 500 V, circulant du générateur à la charge, et un courant de 0,6 A, produit par une tension de 300 V, retournant au générateur. (Le rapport entre tension réfléchie et courant réfléchi doit évidemment être égal à R_0.) Il en résulte, comme nous l'avons vu, un cou-

rant de 1 — 0,6 = 0,4 A dans la charge, sous une tension de 500 + 300 = 800 V. Mais aux autres points de la ligne, il nous faut tenir compte du retard de phase. A une distance de la charge égale à un quart d'onde (λ/4) il existe entre les deux ondes un déphasage d'une demi-onde (λ/2 ou 180°), par rapport à leurs phases relatives à la charge: le retour a pris un temps appréciable. A ce point, le courant est par conséquent de 1 + 0,6 = 1,6 A, sous une tension

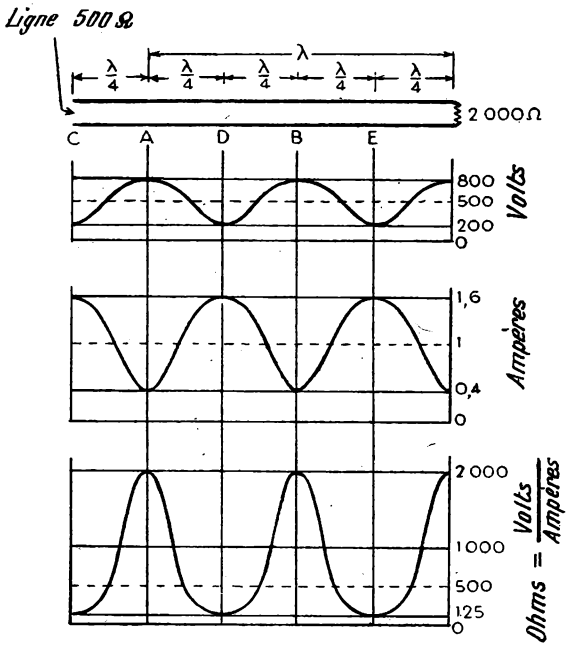


Fig. 14-6. — Courbes de la tension et du courant, et impédance résultante du côté charge d'une ligne non adaptée, montrant les ondes stationnaires.

de 500 — 300 = 200 V. A un point situé à un huitième d'onde de la charge (λ/8) le déphasage est de λ/4 ou 90°, ce qui correspond à 1,16 A sous 582 V. A des intervalles de λ/2, les deux ondes sont en concordance.

Ondes stationnaires.

Si par cette méthode nous calculons point par point la tension et l'intensité pour les reporter ensuite sur un graphique, nous obtenons des courbes pareilles à celles de la figure 14.6. Il faut bien se mettre dans l'esprit que ce ne sont pas là, en quelque sorte, des photos instantanées des ondes circulant dans la ligne, mais simplement des relevés des valeurs de tension efficace et de courant telles qu'on pourrait les mesurer en plaçant aux points choisis de la ligne des voltmètres et

des ampèremètres (en supposant bien entendu que ces appareils ainsi placés n'affectent en rien les caractéristiques de ladite ligne).

En chaque point, la tension et l'intensité restent constantes. En se promenant le long de la ligne, on constate cependant bel et bien que le produit de la combinaison des deux ondes crée « des hauts et des bas » immobiles, et pour cette raison nommés *ondes stationnaires*. En pointillé, on a marqué la distribution uniforme du courant et de la tension obtenue quand la charge est correctement adaptée (c'est-à-dire égale à R_0).

Le rapport entre maxima et minima de courant ou de tension est ce qu'on appelle le *taux d'ondes stationnaires;* dans notre cas, il est égal à 800/200 (ou 1,6/0,4) = 4.

Finalement, l'onde réfléchie revient au générateur. C'est de cette manière indirecte que la charge se fait connaître de celui-ci. Si elle avait été directement branchée à ses bornes, l'intensité aurait été de $1000/(500 + 2000) = 0{,}4$ A, et la tension aux bornes de $0{,}4 \times 2000 = 800$ V, la puissance délivrée étant de $800 \times 0{,}4 = 320$ W. C'est, comme nous l'avons vu, exactement ce que reçoit la charge placée au bout de la ligne (supposée sans pertes). Mais la puissance délivrée à la ligne à l'origine était de $500 \times 1 = 500$ W (parce qu'elle était déterminée par la valeur de R_0). La puissance réfléchie étant de $300 \times 0{,}6 = 180$ W, la puissance réellement débitée par le générateur est de $500 - 180 = 320$ W, juste comme si la charge lui avait été directement connectée.

Variations de l'impédance de la ligne.

Le cas n'est pas toujours aussi simple, car, par suite du retard de l'onde de retour, courant et tension ne sont pas nécessairement les mêmes aux deux bouts de la ligne. Si la longueur de celle-ci n'est pas un multiple exact de $\lambda/2$, les relations de phase diffèrent. Supposons, par exemple, que la longueur soit un multiple plus ou moins boiteux de $\lambda/4$ — mettons $5\ \lambda/4$ — comme sur la figure 14.6. Dans ce cas, le courant et la tension aux bornes du générateur seront respectivement de 1,6 A et 200 V. Cela fait bien 320 W; mais comparons cette puissance à la perte dans le générateur: 1,6 A traversant $r = 500\ \Omega$, cela fait $1{,}6^2 \times 500 = 1280$ W, tandis qu'en un point où la tension est de 800 V, l'intensité ne serait que de 0,4 A, et par suite la perte dans le générateur de $0{,}4^2 \times 500 = 80$ W seulement!

Par conséquent, quand il y a des ondes stationnaires, la longueur exacte de la ligne, *en longueurs d'onde*, est un facteur de la plus haute importance; tandis que s'il n'y a pas d'ondes stationnaires, il importe fort peu que la ligne soit un peu plus ou un peu moins longue. Et c'est là une des raisons principales de l'utilité d'une adaptation correcte de la charge à la ligne. Le procédé le plus couramment utilisé pour voir si l'adaptation est correcte est de promener le long de la ligne un voltmètre ou quelque autre indicateur de tension, pour s'assu-

rer que la tension est bien constante sur toute la longueur, à part la légère atténuation due aux pertes.

Relier le générateur à un point de la ligne où le courant et la tension sont respectivement de 1,6 A et 200 V équivaut à lui donner une charge de $200/1{,}6 = 125\ \Omega$ seulement. L'impédance de la ligne en n'importe quel point peut facilement se déduire des courbes du courant et de la tension, comme celle du bas de la figure 14.6. Cette courbe nous donne l'impédance mesurée en un point quelconque, une fois qu'on a enlevé la fraction de ligne côté générateur. L'impédance dépend donc dans ce cas de plusieurs facteurs, dont évidemment R_0, mais aussi l'impédance de charge, et la distance qui la sépare du générateur. En examinant les ondes qui se déplacent, on peut voir qu'à des intervalles d'un quart d'onde les phases des courants et des tensions sont soit les mêmes qu'à la charge, soit exactement en opposition. De la sorte, si la charge est résistive, la résistance d'entrée de la ligne est résistive elle aussi. A tous les autres points de la ligne, les phases sont telles que celle-ci apparaît comme possédant une certaine réactance.

Dans notre exemple, nous avons supposé que la résistance du générateur, r, était égale à R_0. Si ce n'est pas le cas, la situation devient encore plus compliquée, car alors l'onde réfléchie n'est pas entièrement absorbée par le générateur: une partie en est de nouveau réfléchie vers la charge, et ainsi de suite, la puissance réfléchie devenant de plus en plus faible après chaque nouveau trajet, jusqu'à atteindre finalement une valeur négligeable. Les ondes stationnaires sont alors la résultante de toutes ces ondes mobiles. Même une très longue ligne atteint un état stable en une fraction de seconde, mais cet état est généralement indésirable parce qu'il signifie que beaucoup de puissance est dissipée dans la ligne au lieu d'être transmise à la charge.

Il faut remarquer qu'une mauvaise adaptation du côté du générateur n'a pas d'effet sur le taux d'ondes stationnaires, mais bien sur les valeurs de tension et d'intensité atteintes.

Mais si r est égale à R_0, toute réflexion en provenance de la charge (ou d'ailleurs) faussera l'adaptation du générateur à la ligne. Et cela est vrai même si le générateur est branché en un point où la courbe des impédances coïncide avec la ligne 500 Ω (fig. 14.6), car alors l'impédance est réactive. Si r était de 2000 Ω, l'adaptation à une ligne à 500 Ω serait incorrecte tout au moins pendant les premiers instants; mais il pourrait se produire que l'arrivée de l'onde de retour vienne améliorer la situation, et même rendre l'adaptation parfaite (par exemple, si le générateur était branché en A ou B de la figure 14.6). Mais, par contre, la situation pourrait empirer si le branchement était fait en C, D ou E.

On doit se rappeler qu'une adaptation « parfaite » est celle qui assure la transmission d'une quantité maximum d'énergie. Mais dans la pratique, comme nous l'avons vu par ailleurs (p. 207), il peut y avoir de fort bonnes raisons de ne pas adapter le générateur de cette façon théoriquement parfaite. Pour citer des chiffres que nous avons déjà rencontrés, il pourra s'avérer plus avantageux de fournir 320 W avec une perte de 80 W que de fournir le maximum (500 W) avec une perte de 500 W.

Transformateur quart d'onde.

Les principes illustrés par la figure 14.6 ont une application intéressante: un générateur d'une certaine impédance peut être adapté à une charge d'impédance différente par un choix convenable du point de connexion à la ligne. Par exemple, un générateur ayant une résistance interne de 125 Ω pourrait être adapté correctement à une charge de 2000 Ω si on le branchait en C, D ou E. La ligne se comporte alors comme un transformateur de rapport 1/4. Il est d'ailleurs possible de trouver des points donnant, dans le cas présent, n'importe quel rapport compris entre 1/4 et 4/1, mais en dehors des points marqués

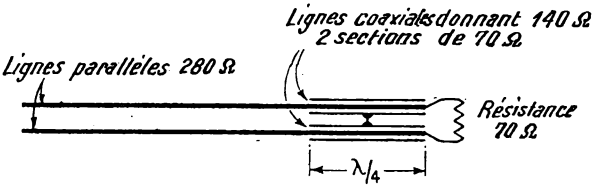


Fig. 14-7. — Exemple d'emploi d'une ligne quart d'onde comme transformateur d'adaptation.

d'une lettre, il existe une certaine réactance dont l'influence doit être éliminée en l'accordant au moyen d'une réactance de sens opposé.

Il n'est pas indispensable de se servir d'une longue ligne comme transformateur d'adaptation. En fait, par suite des ondes stationnaires dont on tire profit, il est préférable de ne pas le faire, et d'utiliser au contraire une portion assez courte. La figure 14.6 montre que le plus grand rapport de transformation que l'on peut obtenir est donné par une longueur de ligne égale à un quart d'onde, avec une impédance non réactive aux deux extrémités. Elle montre également que le rapport entre les impédances est le même aux deux extrémités, savoir, dans notre cas, 1/4, soit 125 Ω à 500 Ω du côté du générateur et 500 Ω à 2000 Ω du côté de la charge, ce qui, il faut le remarquer, correspond au rapport élévateur (de tension) de l'ensemble du transformateur. En termes généraux, si R_1 est la résistance d'entrée de la ligne (la charge étant branchée), R_1 est à R_0 ce que R_0 est à R, ou autrement dit, $R_1/R_0 = R_0/R$ ou encore $R_0 = \sqrt{R_1 R}$.

Cette formule permet de trouver la résistance caractéristique de la ligne quart d'onde qu'il faut pour adapter deux impédances inégales désignées par R_1 et R. Supposons que nous désirions pouvoir brancher à une ligne parallèle à 280 Ω une charge de 70 Ω sans que des réflexions se produisent. On peut les adapter correctement en interposant un morceau de ligne de longueur égale à un quart d'onde, dont les conducteurs seraient écartés de manière à avoir une résistance caractéristique R_0 égale à $\sqrt{(70 \times 280)} = 140$ Ω. Mais on pourrait aussi employer deux longueurs de câble coaxial à 70 Ω, comme le montre la figure 14.7, les blindages étant réunis, de manière que les deux

impédances de 70 Ω soient en série entre les bornes de sortie de la ligne parallèle à 280 Ω.

Lignes résonnantes.

Pour passer à des cas extrêmes, en matière d'adaptation défectueuse, il pourrait être intéressant de savoir ce qui se passe quand la charge est infinie ou nulle, ou, autrement dit, quand l'extrémité de la ligne est ouverte ou court-circuitée.

Commençons par la ligne en circuit ouvert. Dans le cas de la ligne à 500 Ω qui nous a servi d'exemple, le courant à l'extrémité serait évidemment nul, et par conséquent la tension s'élèverait à 1000 V, soit le double de la valeur atteinte quand la ligne est correctement adaptée à sa charge. On trouverait la même tension (par suite des ondes stationnaires) aux points A et B de la figure 14.6, tandis qu'aux points C, D et E, la tension serait nulle et l'intensité de 2 A. La courbe d'impédance varierait donc entre zéro et l'infini.

Avec une ligne court-circuitée, on trouverait évidemment une tension nulle à l'extrémité, mais, à ce point, le courant aurait une intensité de 2 A, c'est-à-dire comme au point E de la ligne ouverte. Donc, une ligne court-circuitée équivaut à une ligne ouverte considérée un quart d'onde plus loin. La réflexion est complète dans les deux cas, parce qu'il n'y a aucune résistance de charge pour absorber la puissance.

Si la résistance du générateur est très grande ou très petite, *presque* toute l'onde réfléchie sera relancée dans la ligne, et ainsi de suite; de sorte que si la longueur de la ligne est telle qu'elle coïncide avec un point de courant ou de tension maximum là où se produit chaque

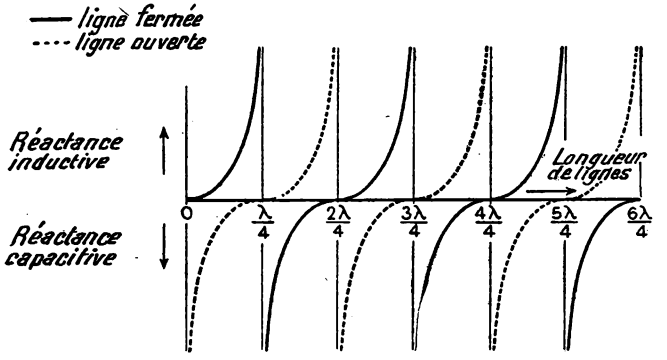


Fig. 14-8. — Figure montrant la variation des réactances dans une ligne ouverte ou fermée, par rapport à la longueur.

réflexion, les courants et les tensions atteindront en ces points des valeurs considérables, et qui, si le générateur est un puissant émetteur, peuvent devenir dangereuses. Cela rappelle un circuit oscillant à facteur Q élevé (p. 125). Les points où le courant ou la tension atteignent

un maximum s'appellent des *ventres* (de courant ou de tension), et ceux où il n'y a *aucun* courant (ou tension) s'appellent des *nœuds*.

Quand la longueur d'une ligne ouverte ou court-circuitée est un nombre entier de quarts d'onde, l'impédance d'entrée est approximativement infinie ou nulle. Un nombre *impair* donne des extrémités opposées — résistance infinie si l'autre extrémité est court-circuitée, et vice-versa. Un nombre *pair* donne des extrémités semblables.

Dans l'intervalle, comme il n'y a aucune résistance de charge, l'impédance est une pure réactance. De chaque côté d'un nœud ou d'un ventre on trouve des réactances opposées — inductive et capacitive,

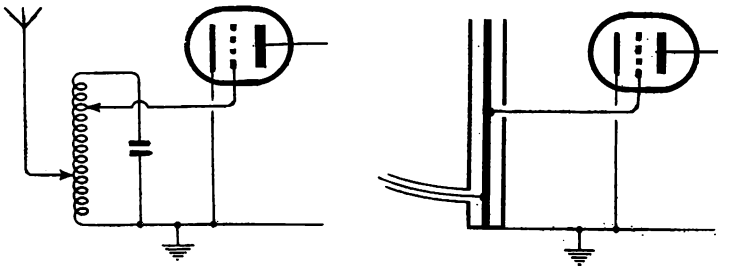


Fig. 14-9. — En a, circuit d'antenne de type classique ; en b, son équivalent employant une ligne coaxiale quart d'onde.

Si c'est un nœud de courant, on trouve de part et d'autre, à une très petite distance, une réactance de valeur considérable. Elle est par contre très basse s'il s'agit d'un nœud de tension. La figure 14.8 montre comment cette réactance varie. On peut facilement en conclure qu'au moyen de courtes longueurs de ligne — inférieures à un quart d'onde — on peut « fabriquer » toutes les valeurs de capacité ou d'inductance dont on a besoin (en haute fréquence s'entend). Pour de très courtes longueurs d'onde, ces éléments sont en général préférables aux bobinages et aux condensateurs classiques. On emploie parfois de petits bouts de ligne (*stubs*) pour compenser certaines réactances indésirables.

Lignes employées comme circuits accordés.

Une ligne quart d'onde court-circuitée à un bout est, comme nous venons de le voir, une résistance très élevée — presque infinie — *mais seulement à la fréquence pour laquelle elle constitue un quart d'onde* (ou un nombre impair de $\lambda/4$). Cette résistance est très analogue à la résistance dynamique d'un circuit résonnant parallèle, et, en fait, une ligne peut être utilisée comme circuit accordé. Pour des longueurs d'onde inférieures à 2 mètres, ce genre de circuit donne de meilleurs résultats et est généralement plus facile à réaliser que les circuits classiques.

La résistance dynamique aux bornes de l'extrémité ouverte est d'autant plus grande que les pertes dues à la résistance des fils cons-

tituant la ligne sont plus faibles. Pour adapter le circuit à de plus faibles valeurs d'impédance, il suffit de faire une prise sur la ligne, comme sur n'importe quel circuit accordé.

La figure 14.9 montre en *a* un circuit d'accord classique, comme on peut en rencontrer dans n'importe quel récepteur de radiodiffusion, et en *b* l'équivalent réalisé au moyen d'une ligne coaxiale.

Le branchement à l'antenne est également réalisé au moyen d'un câble coaxial; comme l'impédance de ce câble est habituellement de l'ordre de 80 Ω, on l'a branché à une prise située très près du côté « terre ».

L'impédance au sommet est généralement considérable — trop élevée en pratique pour s'adapter correctement à la résistance d'entrée d'une lampe, qui est très basse aux fréquences où on utilise ce genre de circuit. C'est pour cette raison qu'on a employé pour la grille également une prise située vers le milieu de la ligne.

A des fréquences encore plus élevées, correspondant à des longueurs d'onde de quelques centimètres, le conducteur central n'est plus nécessaire, et on transporte la puissance haute fréquence comme de l'eau ou du gaz, dans de simples tuyaux, appelés *guides d'ondes*, et accordés au moyen de cavités. Mais rien que cela constitue en soi un sujet qui serait trop long à traiter ici.

CHAPITRE XV

ANTENNES ET RAYONNEMENT

Un pont par dessus l'espace.

Dans le premier chapitre de ce livre nous avons décrit très sommairement la manière dont s'opèrent les communications radioélectriques. Nous avons ensuite examiné d'une manière plus détaillée le fonctionnement d'un émetteur. Avant de passer au récepteur, il nous faut apprendre comment ils sont liés l'un à l'autre, par-dessus l'espace qui les sépare.

Nous venons de voir comment de la puissance électrique peut être transmise d'un lieu à un autre à la vitesse considérable de 300 000 kilomètres à la seconde, sous la forme d'ondes se propageant dans une ligne faite de deux conducteurs très rapprochés. Un nègre à qui on demandait comment il expliquait qu'il soit possible de télégraphier de New-York à la Nouvelle-Orléans, répondit en faisant observer que, quand on marche sur la queue d'un chien, l'aboiement sort par la tête. Une ligne télégraphique était donc pareille à un très long chien, dont la queue se trouvait à New-York et la tête à la Nouvelle-Orléans. « Mais alors, la radio ? », lui demanda-t-on. « Même chose, excepté chien être imaginaire », dit le nègre.

Cette explication, si ingénieuse qu'elle soit, ne peut cependant nous satisfaire tout à fait. Comment peut-on transmettre des ondes sans l'intermédiaire d'aucun conducteur pour transporter les allers et retours du courant ?

Un point intéressant à se rappeler, dans le chapitre où nous avons étudié la propagation des ondes le long d'une ligne (p. 214), c'est le fait qu'il n'a pratiquement pas été question de conduction. Les propriétés importantes d'une ligne sont sa capacité répartie et son inductance. Autrement dit, la transmission d'ondes le long d'une ligne est surtout une question de champs électriques et magnétiques oscillants, localisés dans l'espace qui sépare et entoure les deux conducteurs. Les conducteurs eux-mêmes ne sont pas indispensables pour que du courant soit transporté d'un bout à l'autre, pas plus que les vagues d'un étang

ne transportent l'eau d'une rive à l'autre. Tout ce que font les électrons qui se trouvent dans les conducteurs, c'est osciller localement dans un espace très restreint.

Retour au résonateur quart d'onde.

A la fin du même chapitre, nous avons vu que, pour le générateur, une ligne réduite à une longueur d'un quart d'onde et ouverte à l'autre bout (fig. 15.1 *a*) équivalait à un circuit résonnant série (*b*) ; autrement dit, la seule impédance qu'elle offre au générateur est sa résistance propre. Et nous avons appris (p. 125) que, si cette résistance est petite, une faible tension fournie par le générateur peut y faire circuler un courant d'intensité considérable, et engendrer aux bornes de C et L des tensions élevées. Ce comportement remarquable de C et de L est dû au champ électrique, concentré principalement entre les armatures de C, et au champ magnétique concentré à l'intérieur et au voisinage immédiat des spires de L. La différence principale entre *a* et *b* est

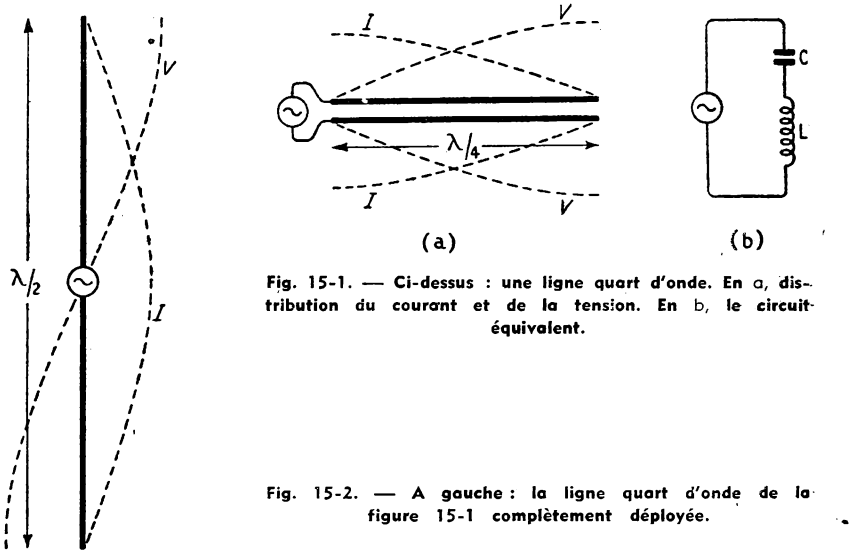


Fig. 15-1. — Ci-dessus : une ligne quart d'onde. En a, distribution du courant et de la tension. En b, le circuit équivalent.

Fig. 15-2. — A gauche : la ligne quart d'onde de la figure 15-1 complètement déployée.

qu'en *a* l'inductance et la capacité (et par suite les champs) sont confondues, mélangées, et distribuées uniformément sur toute la longueur. La distance qui sépare les lignes pointillées des conducteurs, dans la figure 15.1, indique la distribution du courant et de la tension tout le long de ces conducteurs (p. 217). Les lignes pointillées peuvent être considérées comme marquant les limites des oscillations de courant et de tension, exactement comme les lignes pointillées de la figure 1.3 marquaient les limites de la vibration d'une corde tendue.

Une des caractéristiques principales d'une ligne de transmission, même aussi courte que celle dont il est question, c'est que la distance

qui sépare les conducteurs est petite comparée à la longueur d'onde, et même à un quart d'onde. La raison en est que, pour expliquer son fonctionnement, on a négligé le temps nécessaire à l'établissement des champs quand un courant circule ou qu'une d.d.p. se produit. Et pourvu

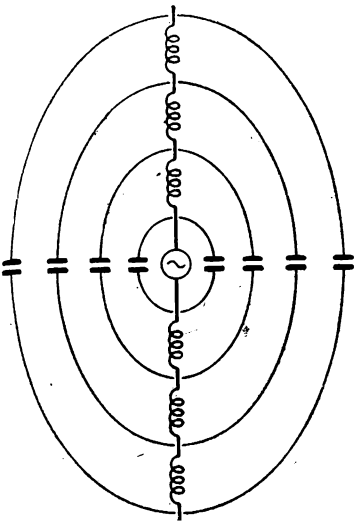


Fig. 15-3. — Représentation approximative de l'inductance et de la capacité réparties dans le dispositif demi-onde de la figure 15-2.

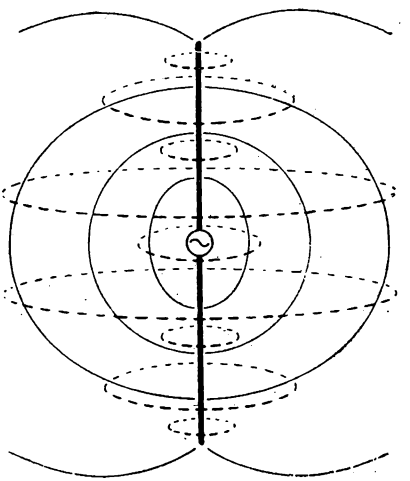


Fig. 15-4. — On peut mieux représenter l'inductance et la capacité réparties de la figure 15-2 en traçant quelques-unes des lignes de force (électriques, en trait plein, et magnétiques, en pointillé).

que tout le champ soit localisé à proximité immédiate des conducteurs, c'est là une bonne approximation. Pourtant, quand un courant est lancé dans la ligne, le champ magnétique qui en résulte ne peut en un instant s'établir sur toute la longueur. De même qu'il faut au courant un certain temps pour circuler tout le long de la ligne, son effet, qui est le champ magnétique, exige un certain temps pour se répandre dans cette ligne. Et quand on coupe le courant, il faut aux parties du champ magnétique les plus éloignées du conducteur un temps appréciable pour retourner dans celui-ci et redevenir courant.

Aux points du champ situés à un huitième d'onde du conducteur, le retard total est d'un quart d'onde (ou autrement dit d'une demi-alternance), ce qui bouleverse toute notion qu'on peut avoir de l'inductance. En fait, ce retard de phase entre un changement de courant et la f.é.m. induite implique l'existence d'une f.é.m. engendrant le courant et en phase avec lui, exactement comme s'il y avait une résistance dans le circuit — tout au moins en ce qui concerne la portion de champ considérée.

Supposons qu'afin d'étudier ce phénomène nous écartions les deux conducteurs autant qu'il est possible, comme le montre la figure 15.2. Pour représenter au moyen d'éléments L et C traditionnels la ligne ainsi transformée, nous pourrions dessiner la figure 15.3. Ce dévelop-

pement accroît considérablement l'étendue dans laquelle le champ magnétique peut s'établir, et par suite accroît L. Les lignes de force du champ électrique sont en moyenne beaucoup plus longues aussi, ce qui fait que C diminue. Mais de nouveau ces deux effets s'annulent mutuellement d'une manière presque parfaite, de sorte que la ligne continue de résonner pratiquement sur la même fréquence. On peut la ramener au besoin à la fréquence exacte en raccourcissant les conducteurs de quelques centièmes, ce que l'on supposera accompli en dépit du fait que, pratiquement, la longueur totale est comptée par mesure de simplification comme égale à $\lambda/2$, ainsi qu'on le voit sur la figure 15.2. La distribution du courant et de la tension reste à peu de chose près ce qu'elle était précédemment. En examinant la figure 15.3, nous pourrions facilement conclure que la plus grande intensité de courant doit circuler au centre, parce qu'à cet endroit il faut charger toutes les capacités en parallèle, tandis qu'aux extrémités, il n'y en a presque pas à charger.

La figure 15.4 montre quelques-unes des principales lignes de force électriques et magnétiques. A n'importe quelle longueur de rayon centré sur le générateur, elles forment une espèce de mappemonde sur laquelle les lignes de force magnétiques sont les parallèles et les lignes électriques les méridiens. L'image est commode, mais n'oublions pas que ces lignes sont aussi imaginaires que le sont les repères « tracés » sur le globe terrestre.

Une des ficelles du métier.

Il est maintenant évident qu'une partie importante de chaque champ est assez éloignée pour subir un retard de phase notable dans la réaction qu'elle exerce sur les conducteurs. Pour le générateur, l'effet est le même que si une certaine résistance avait été insérée dans le circuit. Si cela est vrai, le générateur doit maintenant débiter de l'énergie. Mais où va cette énergie?

Dans notre enfance, nous nous sommes tous amusés à agiter de haut en bas l'extrémité d'une corde. Si le mouvement est lent, la corde suit la main, et c'est tout (fig. 15.5 *a*). Mais si on agite rapidement la corde, des ondes se forment et progressent vers l'autre extrémité (*b*). C'est une analogie très utile à étudier. L'agitation verticale de la main correspond à la tension alternative appliquée par le générateur au centre de la ligne demi-onde. Quand le courant est dirigé vers le haut, il charge positivement la moitié supérieure et négativement la moitié inférieure; il en résulte entre les deux sections un champ électrique dirigé de haut en bas. Une alternance plus tard, c'est l'inverse qui se produit. Le déplacement de la corde vers le haut ou le bas par rapport à sa position moyenne représente ce champ électrique alternatif. Et le mouvement se propage en s'éloignant de la main à mesure que chaque parcelle de la corde le communique à celle qui la suit. Si la durée de chaque oscillation de la main est longue en comparaison du temps qu'il faut pour que le mouvement se propage le long de la corde, la corde tout entière, si elle n'est pas trop longue, oscillera « en phase ». Comme le champ électrique doit s'étendre dans toutes les directions (et

non dans une seule, comme la corde), son amplitude décroît beaucoup plus vite que ne le fait celle de la corde, à mesure de l'éloignement de la source.

Quand la main remue si vite que le mouvement ne s'est pas communiqué bien loin au moment où elle change de direction, les déplacements de la corde finissent par n'être plus en phase les uns avec les autres, et c'est ainsi que se forment des ondes mobiles (fig. 15.5 *b*). Il en est de même des alternances du champ électrique. Elles formeraient

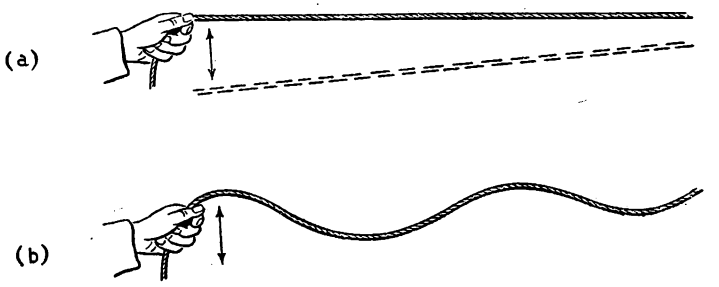


Fig. 15-5. — Résultats (bien connus) de l'agitation d'une corde : a) lentement ; b) rapidement.

également (si on pouvait les voir) une figure ondulée qui s'éloignerait du centre comme le champ électrique circulant entre les conducteurs d'une ligne ; mais ici, l'amplitude décroît rapidement, parce que le phénomène ne se produit plus sur une seule ligne, mais sur tout le tour de « l'équateur ».

Ondes électromagnétiques.

Une belle question à poser, au point où nous en sommes, serait : « Et qu'est-ce qui entretient ce mouvement ondulatoire? » Car la corde, elle, a deux raisons d'onduler : le mouvement qu'on lui communique et l'*inertie*. Or, nous avons déjà noté la ressemblance qui existe entre ce phénomène mécanique et l'inductance (p. 86) ; ce qui, incidemment, pourrait nous faire songer que nous sommes en train d'oublier le champ magnétique. Lui aussi va s'étendant, et, en fait, sa présence est essentielle au déplacement des ondes. Quand nous expérimentions avec la limaille de fer, autour d'un fil où circulait du courant, nous avons appris (p. 76) que la cause du champ magnétique était précisément ce courant. Or nous savons qu'un courant électrique est un déplacement de charges électriques, et qu'autour des charges existe un champ électrique. De sorte que le courant électrique, qui produit un champ magnétique, est en vérité *un champ électrique en mouvement*. Nous savons aussi qu'un champ magnétique en mouvement engendre une f.é.m. Peut-être avons-nous tendance à imaginer cette force électromotrice uniquement dans un circuit matériel ; mais en réalité, ce n'est qu'un champ électrique et il est toujours là, qu'il y ait ou non des corps conducteurs là où il se produit. En résumé :

— un champ électrique mobile produit un champ magnétique;
— un champ magnétique mobile produit un champ électrique.

Sans nous risquer dans la partie mathématique (beaucoup trop avancée pour nous) de la question, nous pourrions hasarder une hypothèse: est-ce que ces deux champs en mouvement ne s'entretiendraient pas mutuellement?

Eh bien, si; c'est possible, et c'est même ce qui se produit. Et la vitesse à laquelle ils doivent se déplacer pour que cet entretien mutuel soit possible est la même que celle des ondes circulant dans une ligne. Une telle combinaison de champs à déplacement rapide est ce qu'on nomme une *onde électromagnétique*. L'union des deux champs y est si complète que chacun d'entre eux dépend entièrement de la présence de l'autre, et que la suppression d'un des deux entraîne la disparition du tout. La vitesse de cette onde est celle de la lumière, fait très significatif qui a conduit à découvrir que les ondes lumineuses sont semblables aux ondes radioélectriques, mais douées d'une fréquence beaucoup plus élevée.

Rayonnement.

Pour revenir à notre corde, rappelons-nous un fait important: ce n'est pas la corde qui s'éloigne de nous, mais l'onde. Et encore autre chose: une partie de l'énergie que nous lui avons communiquée se propage jusqu'à son extrémité, et serait capable de mettre en mouvement un solide auquel elle serait fixée.

Les ondes électromagnétiques offrent des propriétés analogues. Elles transportent de l'énergie qui provient de la source. Leur essor dans l'espace à partir de cette source se nomme *rayonnement*. Toute variation de courant cause un rayonnement, mais quand l'énergie du champ est en grande partie localisée (par exemple entre les fils d'une ligne ou les armatures d'un condensateur), ce rayonnement est très faible en comparaison de celui qu'on obtient en le dispersant comme avec le dispositif de la figure 15.4. Le rayonnement croît aussi avec la fréquence: il est négligeable avec le courant à 50 Hz des réseaux d'éclairage, mais avec une fréquence de 50 MHz, c'est une autre histoire! Aussi, ce n'est pas parce que nous avons parlé de formes d'ondes à propos de courants alternatifs à basse fréquence qu'il faudrait s'imaginer qu'il s'agit là d'ondes électromagnétiques comme celles dont il est question dans le présent chapitre.

A propos du circuit accordé classique de la figure 12.2, nous avons vu que les champs électrique et magnétique qui causent la capacité et l'inductance sont déphasés d'un quart de cycle l'un par rapport à l'autre. Même dans un circuit aussi largement développé que notre tringle demi-onde, la plus grande partie de l'énergie contenue dans les champs environnants est capable de retourner au circuit deux fois par cycle, pour s'y manifester sous la forme de sa capacité et de son inductance réparties. Cette portion importante du champ, principalement au voisinage de la source, est de même déphasée par rapport au reste. On la distingue par le terme de *champ d'induction*, et ce champ décroît

inversement au *carré* de la distance, ce qui signifie qu'il est en majeure partie localisé à proximité immédiate de la source.

Néanmoins, afin que de l'énergie puisse s'éloigner de la source, il faut qu'il existe des composantes de champ en phase les unes avec les autres, et c'est cette portion, nommée *champ de rayonnement*, qui nous intéresse actuellement. Elle décroît selon l'inverse de la distance, ce qui signifie que si, au départ, elle ne représente qu'une faible proportion de l'énergie dégagée, par contre elle a une portée bien plus étendue, et, à une grande distance de la source, c'est elle qu'on rencontrera en grande majorité.

Polarisation.

La figure 15.4 montre que le champ électrique et le champ magnétique sont perpendiculaires l'un par rapport à l'autre, et par rapport à la direction selon laquelle ils rayonnent en tant qu'ondes électro-

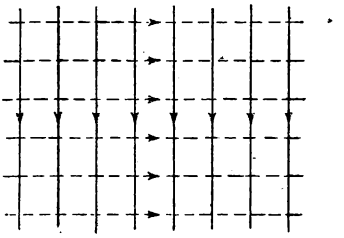


Fig. 15-6. — Directions relatives des champs électrique (trait plein) et magnétique (pointillé), dans une onde électro-magnétique avançant vers l'observateur.

magnétiques. Imaginons que nous regardions vers la source verticale et les ondes qui arrivent à nous. De cette façon, nous voyons le champ électrique osciller de haut en bas, et le champ magnétique de droite à gauche (et inversement) comme le montre la figure 15.6. Cette structure peut être imaginée comme causée par une ligne de transmission composée de deux bandes parallèles placées en haut et en bas. Au moment que dépeint la figure, le potentiel est positif au sommet, ce qui fait que le champ électrique se dirige vers le bas. Cette d.d.p. produirait un courant se dirigeant vers nous dans le conducteur d'en haut, et s'éloignant dans celui d'en bas. La « règle du tire-bouchon » (fig. 4.2) indique un champ magnétique dans le sens des aiguilles de la montre autour du courant d'en bas, et de sens opposé autour de l'autre. Les deux s'allient pour produire un champ magnétique orienté de gauche à droite, comme le dessin le montre.

Si pour quelque raison nous préférons que les champs soient inversement dirigés (c'est-à-dire l'électrique horizontalement et le magnétique verticalement), il est facile d'y parvenir, en plaçant le *radiateur* (ou autrement dit la tringle quart d'onde) dans une position horizontale. Il en va de même pour n'importe quel angle. La direction du champ dans une onde électromagnétique se nomme sa *polarisation*. Du fait qu'il existe deux champs, placés mutuellement à angle droit, il y aurait ambiguïté si l'on ne s'était accordé pour que ce soit le champ *électrique* qui serve de référence. Cela est d'autant plus commode que,

pour connaître la polarisation, il suffit de regarder la position du radiateur, qui est la même.

Du fait que le rayonnement part avec une certaine polarisation, il ne s'ensuit pas qu'il arrive au but avec la même. Si l'onde a voyagé loin, et surtout si en chemin elle a été réfléchie, il est presque certain qu'il se sera produit une certaine *torsion du champ*. De plus, la polarisation n'est pas nécessairement confinée à un seul angle; après réflexion, en particulier, il n'est pas rare que le rayonnement ait à la fois des composantes verticale et horizontale, et que le maximum se trouve à un angle absolument quelconque. Quand l'intensité est égale à tous les angles, l'onde est dite *polarisée circulairement*. A n'importe quel point elle est alors constituée de champs d'intensité constante tournant continuellement à raison d'une rotation par cycle. Il arrive que, pour des raisons particulières, le radiateur soit conçu de manière à fournir des ondes polarisées circulairement dès l'origine.

Antennes.

Après avoir examiné comment s'effectue le rayonnement, il faut que nous tournions à présent notre attention vers les radiateurs. Quand ils sont conçus pour remplir les fonctions qui nous intéressent actuellement, ils portent le nom d'*antennes*, et parfois d'aériens. La forme que nous avons fait dériver d'une ligne quart d'onde, et que l'on nomme un *dipôle* demi-onde, est peut-être la plus importante à la fois du point de vue théorique et (surtout depuis l'avènement de la télévision) du point de vue pratique.

Nous avons déjà fait la remarque que ce fil rectiligne ou cette tige métallique est un circuit accordé, que, pour revenir aux analogies acoustiques de nos débuts, nous pouvons comparer à une corde tendue comme celle de la figure 1.3. La fréquence fondamentale à laquelle elle résonne est celle pour laquelle une demi-onde est égale (ou pour être plus précis, de quelques centièmes supérieure) à sa longueur physique. Pour certaines fréquences très élevées, une antenne de même longueur peut quelquefois vibrer aux fréquences harmoniques. Mais, par suite d'inconvénients dus à des courants en opposition dans diverses parties, on applique rarement cette propriété. Il n'est pas indispensable qu'une antenne soit à la résonance, mais comme le rayonnement est proportionnel au courant et que celui-ci est maximum à la résonance, on fait en sorte, la plupart du temps, que cette condition soit réalisée.

Comme dans le chapitre VIII, quand nous examinions les circuits accordés, nous avons supposé que les courants circulant dans notre antenne étaient produits par un générateur branché en série, au centre du dipôle. Mais en pratique, un circuit accordé est souvent « excité » par un champ extérieur, comme par exemple le champ magnétique d'un couplage inductif. Le même principe peut s'appliquer à notre tige métallique: si elle est soumise à des ondes électromagnétiques, le champ magnétique y induira au passage une f.é.m. Cela ne signifie pas que l'absence de conducteur métallique implique celle de la f.é.m. Comme nous l'avons vu, c'est le déplacement du champ magnétique qui engendre

le champ électrique, et ce champ électrique constitue une f.é.m. dans l'espace.

Peu importe que la f.é.m. agissant sur l'antenne soit portée au crédit du champ électrique plutôt que du champ magnétique: ce sont là deux manières différentes de décrire le même phénomène. Mais d'ordinaire, c'est la composante électrique dont on tient compte quand il s'agit d'évaluer le champ: près d'une antenne d'émission, il est exprimé en volts par mètre, et plus loin, en microvolts. Si un fil vertical de deux mètres de long est exposé à un rayonnement de 100 μV par

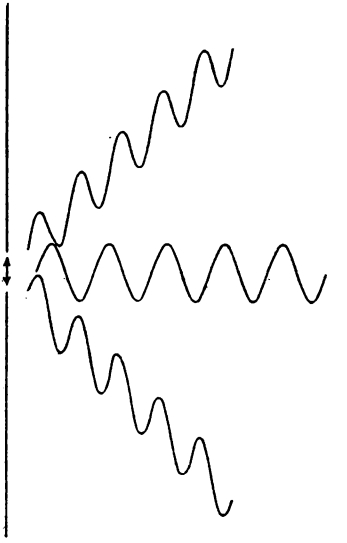


Fig. 15-7. — Si l'expérience de la corde agitée (fig. 15-5 b) était répétée avec des cordes rayonnant dans toutes les directions, on obtiendrait un résultat ayant à peu près cet aspect.

mètre polarisé verticalement, une f.é.m. de 200 μV y sera induite. Si l'antenne ou la polarisation est de sens horizontal, aucune f.é.m. ne sera induite. En général, la f.é.m. est proportionnelle au cosinus de l'angle que fait le fil avec le plan de polarisation.

C'est ainsi qu'on emploie une antenne du côté récepteur. La seule différence qui existe entre une antenne de réception et une antenne d'émission est que l'une est excitée par un générateur auquel elle est reliée, c'est-à-dire l'émetteur, tandis que l'autre l'est par les ondes électromagnétiques que crée la première. Ce qui donne une bonne efficacité de rayonnement donne aussi une bonne antenne de réception; ce qui est dit des antennes en tant que radiateurs s'applique donc également aux antennes réceptrices.

Résistance de rayonnement.

Nous avons vu que l'antenne dipôle, comme la ligne quart d'onde dont elle est tirée, possède de l'inductance et de la capacité. Mais la résistance? Il y a évidemment celle du métal dont elle est faite, jointe

aux différentes causes de pertes assimilables à de la résistance, et qui ont été décrites page 137. Mais nous avons vu que les ondes rayonnées par une antenne d'émission entraînent avec elles une certaine quantité d'énergie prélevée sur cette antenne (sans quoi elles ne pourraient évidemment induire des courants dans les antennes de réception). Or, il est commode d'assimiler à une résistance toute dépense d'énergie faite par un circuit (p. 62). Mais tandis que les autres sortes de résistances rencontrées dans une antenne ne sont que causes de gaspillage, celle-ci, qu'on nomme *résistance de rayonnement*, donne la mesure de l'efficacité d'une antenne en tant que radiateur.

La résistance de rayonnement d'un circuit accordé ordinaire est généralement très faible : après tout, le rayonnement n'est pas son objectif, et les autres causes de pertes prédominent. Par contre, avec un dipôle, c'est l'extrême opposé. S'il est, comme c'est fréquent, fait de tube de cuivre, ses pertes sont très faibles, tandis que sa résistance de rayonnement mesurée au centre est de l'ordre de 70 Ω, là où précisément l'intensité est la plus grande. Si par exemple on peut faire circuler en ce point un courant de 2 A, la puissance rayonnée, calculée de la manière ordinaire comme étant le produit I^2R, est égale à $2^2 \times 70 = 280$ W. La résistance de rayonnement mesurée en d'autres points plus ou moins distants du centre serait supérieure, mais cela ne changerait rien à la puissance rayonnée, puisqu'en ces points l'intensité est plus faible.

Une antenne de réception a également une résistance de rayonnement, et, en fait, une partie de l'énergie qu'elle reçoit est de nouveau rayonnée; c'est là, comme nous le verrons, un facteur de la plus grande importance pour le calcul des antennes de réception.

Caractéristiques directionnelles.

Pour étudier le rayonnement de notre dipôle, nous avons adopté, en fait d'analogie, les ondes mécaniques produites au moyen d'une corde. Mais il n'existe aucune raison forçant les ondes électromagnétiques à ne circuler ainsi que le long d'une seule ligne; en fait, elles s'éloignent dans toutes les directions autour de « l'équateur ». Dans ce plan, par conséquent, elles sont assez analogues aux ondes créées par la pierre à la surface de la mare. Pour représenter cela, il faudrait que la main agite une quantité de cordes, disposées tout autour comme les rayons d'une roue. Mais que se passe-t-il aux autres angles, c'est-à-dire vers le haut et le bas? Si nous nous imaginons placés non plus au centre d'une roue, mais d'une sphère dont tous les rayons soient également des cordes, une agitation de bas en haut et de haut en bas, appliquée au point commun, ne fera qu'étirer et détendre celles qui se dirigent verticalement. Par contre, celles qui passent par l'équateur seront celles qui onduleront de la manière la plus énergique. Les autres, occupant des positions intermédiaires, auront un mouvement combinant les deux effets, et décroissant à mesure que leur direction approchera de celle des pôles. C'est ce que montre la figure 15.7, qui donne trois échantillons des courbes obtenues : mouvement maximum à l'équateur, rien dans le sens des axes.

Une meilleure représentation pourrait être obtenue en faisant vibrer un point situé au centre d'une masse d'un corps élastique (une gelée de faible consistance). L'intensité du rayonnement selon différentes directions est, néanmoins, la plupart du temps représentée par ce qu'on nomme un *diagramme polaire*. C'est une courbe centrée sur un point par où passe le dipôle, et dont les rayons de différentes longueurs représentent l'intensité (évidemment variable selon la direction, et à laquelle la longueur de chaque rayon est proportionnelle). Idéalement, une telle courbe devrait être à trois dimensions; mais,

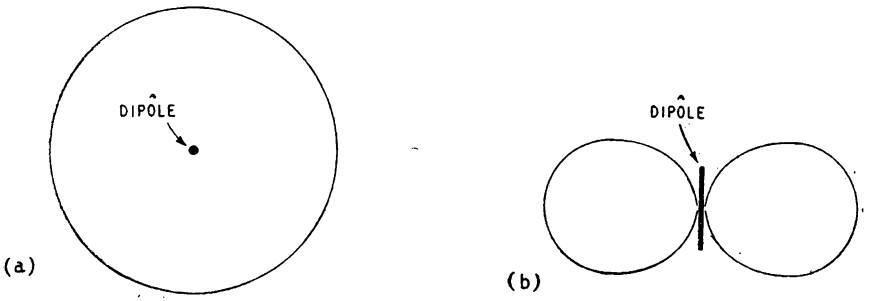


Fig. 15-8. — Diagrammes polaires du rayonnement d'un simple dipôle demi-onde. En a, vue en bout ; en b, vue de profil.

sur le papier, il faut se contenter de simples courbes planes qui sont des sections à différents niveaux de la surface qu'on pourrait tracer dans l'espace.

La figure 15.8 *a* est le diagramme polaire horizontal d'un dipôle vertical, montrant que le rayonnement (ou la réception) est égal dans toutes les directions (horizontales). En *b*, on a le diagramme vertical, montrant que le rayonnement est maximum perpendiculairement au dipôle, et nul dans l'axe. Par conséquent, un dipôle horizontal permet d'éliminer des réceptions indésirables dans deux directions opposées. En ce qui concerne la réception, ces diagrammes impliquent évidemment que le rayonnement capté soit correctement polarisé. Un dipôle horizontal n'est sensible dans aucune direction à des ondes polarisées verticalement.

Réflecteurs et directeurs.

Toute tringle métallique est un circuit accordé qui sera parcouru par des courants d'intensité maximum quand les ondes qui l'atteindront auront deux fois sa longueur. Ces courants à leur tour produiront un rayonnement, exactement comme s'ils étaient produits par un générateur relié à la tringle. Et si cette tringle est placée à proximité d'un dipôle, son rayonnement sera assez énergique pour modifier celui du dipôle, d'une manière considérable, le réduisant dans certaines directions et l'augmentant dans d'autres. Quand l'élément *parasite* (car c'est ainsi qu'on le nomme) est à peu près de la même longueur que le

dipôle, et placé à une distance d'un quart d'onde *derrière* lui, la phase du re-rayonnement est telle qu'une grande partie du rayonnement est renvoyée vers le dipôle, ce pourquoi cet élément est nommée *réflecteur* (fig. 15.9). Le même principe peut s'appliquer à une antenne de récep-

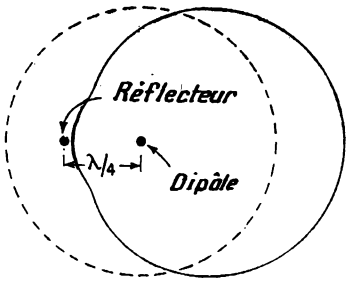


Fig. 15-9. — Figure montrant comment le rayonnement circulaire uniforme de la figure 15-8 a (en pointillé ici) est modifié par la présence d'un dipôle isolé placé à un quart d'onde derrière le premier, et ayant une longueur telle que son angle de phase soit de 45°.

tion, et on utilise très souvent cette disposition, non seulement pour renforcer le signal reçu (bien qu'en général cela soit avantageux), mais encore pour atténuer les signaux arrivant *derrière* l'antenne, du côté opposé à l'émetteur qu'on désire recevoir.

L'effet qui vient d'être décrit dépend de la relation de phase entre le rayonnement primaire et le rayonnement secondaire. Quand nous avons étudié les circuits accordés, nous avons pu noter (par exemple à propos de la figure 8.11) qu'un léger désaccord produisait un changement de phase considérable entre la tension et le courant. Il en est de même avec les dipôles: une légère augmentation ou réduction de longueur change la phase, et par suite le diagramme polaire. La phase peut également être modifiée en faisant varier l'écart entre les éléments. Si l'élément parasite est plus court que le dipôle, et placé à une distance de 0,1 λ seulement *en avant*, l'effet est opposé à celui de la figure 15.9, et un élément de ce type se nomme un *directeur*. L'emploi de réflecteurs et de directeurs modifie la résistance du dipôle (dans le sens d'une diminution).

La directivité de l'antenne peut être augmentée en employant un réflecteur et un directeur, donc un élément parasite de chaque côté du dipôle, et même plusieurs directeurs, comme le montre la disposition de la figure 15.10 *b*, qui est ce qu'on nomme une antenne Yagi. Son diagramme polaire, représenté en *a*, montre l'avantage considérable de cette disposition, par rapport au simple dipôle.

Mais il est possible de pousser la chose beaucoup plus loin; on peut augmenter le nombre des dipôles (excités ou récepteurs), en les plaçant côte à côte ou les uns au-dessus des autres (ou les deux à la fois), et chacun de ces dipôles peut, lui aussi, être accompagné d'éléments parasites. Les mêmes principes s'appliquent à ces ensembles; il faut s'arranger pour que les rayonnements séparés additionnent leurs phases dans le sens désiré et les soustraient du côté où le rayonnement (ou la réception) est indésirable. En employant un nombre d'éléments convenable et une disposition bien étudiée, le rayonnement (ou la sensibilité) peut être concentré en un faisceau étroit dans n'importe quelle direction souhaitée.

Gain d'une antenne.

Concentrer le rayonnement dans une direction déterminée accroît évidemment la puissance apparente de l'émetteur dans cette direction. Le rapport entre l'intensité du rayonnement dans cette direction choisie et celle qu'il aurait si la même puissance était rayonnée également dans toutes les directions est ce qu'on nomme le *gain* de l'antenne. Par exemple, si le rayonnement uniformément distribué n'était que le dixième de celui qu'on obtient dans la direction choisie, le gain serait de 10, et, dans cette direction, le rayonnement serait le même que si on avait rayonné une puissance dix fois plus grande dans toutes les directions. La *puissance effective* d'un émetteur est donc égale à la puissance rayonnée multipliée par le gain de l'antenne.

En émission, ce qu'on s'efforce de faire, c'est de diriger la plus grande partie possible du rayonnement dans le sens horizontal, car le rayonnement dirigé vers le haut est complètement inutile et représente autant de puissance perdue.

Du côté du récepteur, l'augmentation du gain de l'antenne accroît

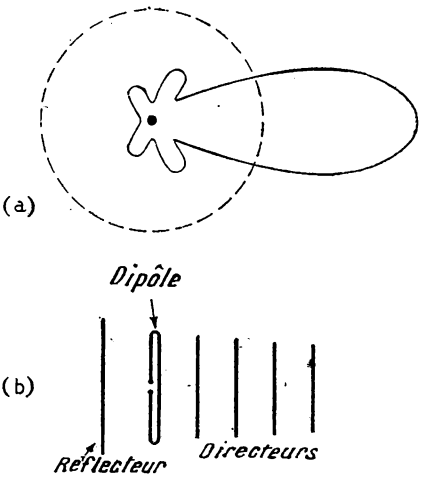


Fig. 15-10 — Diagramme polaire d'une antenne constituée de deux nappes parallèles comportant chacune un dipôle, un réflecteur et quatre directeurs (b). Pour comparaison, le diagramme d'un dipôle simple est cette fois encore reproduit en pointillé.

la sensibilité, puisqu'elle fait paraître l'émetteur reçu plus puissant qu'il n'est.

Le simple dipôle lui-même, du fait qu'il rayonne plus dans le sens « équatorial » que dans celui des pôles, a un gain de 1,64, qu'on prend quelquefois comme niveau de référence plutôt que l'unité qui est le « gain » du radiateur sphérique théorique.

Choix de la fréquence.

Nous savons que les dimensions du dipôle et des antennes qui en dérivent sont en rapport étroit avec la longueur d'onde et par consé-

quent avec la fréquence (p. 32). Mais qu'est-ce qui détermine le choix de la fréquence? Est-ce la dimension des antennes, ou d'autres facteurs?

Plus la longueur d'onde est courte, plus la fréquence est élevée, et plus les antennes sont de dimensions réduites, économiques à construire, faciles à orienter et à ajuster en ce qui concerne le gain et la directivité. Par exemple, en 1931 déjà, une liaison sur une longueur d'onde de 17 cm avait été établie par-dessus la Manche, avec des antennes demi-onde! Dans ces conditions, pourquoi ériger à grands frais des antennes de cent mètres de haut?

La raison de cette manière de procéder provient de ce que des ondes aussi courtes que celles dont il vient d'être question se comportent à la manière des ondes lumineuses (qui sont encore bien plus courtes); elles ne sont pas capables de dépasser la portée de la vue. Par suite, on est forcé de placer les antennes en des lieux élevés, ou à défaut, sur de hautes tours dont le coût compense amplement l'économie réalisée sur l'antenne elle-même! Sinon, au bout de quelques kilomètres, on n'en trouve plus trace.

Si on emploie pour la télévision des longueurs d'onde inférieures à 10 mètres, ce n'est pas parce que ces ondes présentent par elles-mêmes de grands avantages, bien au contraire. Mais c'est parce qu'elles correspondent à des fréquences très élevées, qui, comme nous le verrons dans le chapitre XVIII, sont indispensables pour que la porteuse puisse être modulée à des fréquences atteignant plusieurs MHz. On utilise également ces ondes pour des liaisons à courtes distances (voitures de police, liaisons téléphoniques entre îles côtières et continents, etc.).

Influence de l'atmosphère.

A différentes hauteurs variant entre environ 100 et 400 kilomètres au-dessus du sol, l'atmosphère est très raréfiée et possède des propriétés spéciales qui font que les ondes radioélectriques s'y réfractent comme le fait la lumière quand elle passe de l'air à l'eau. Elles s'incurvent plus ou moins selon la fréquence. Les plus courtes, comme celles dont nous venons de parler, traversent ces couches de la haute atmosphère, et vont se perdre dans l'espace (fig. 15.11 *a*). Au sol, elles sont rapidement absorbées, comme l'indique la petite flèche en trait épais. Il en résulte que leur portée effective est très limitée.

Pour des fréquences inférieures à 30 MHz environ (la limite varie selon la saison, l'année, l'activité solaire, etc.), la portée de l'onde de sol s'accroît lentement, cependant que l'onde réfractée s'infléchit de plus en plus et revient au sol à une distance considérable, généralement de l'ordre de plusieurs milliers de kilomètres (fig. 15.11 *b*). Entre les portées de ces deux ondes existe alors une zone de grande étendue dans laquelle la réception est pratiquement nulle.

A mesure que la fréquence continue de décroître, cette *zone de silence* se réduit, et des réflexions à la surface du sol font que l'onde se propage souvent en plusieurs bonds successifs (15.11 *c*). Comme les endroits où se produisent ces réflexions varient constamment selon le temps et les autres circonstances déjà mentionnées, il est très difficile

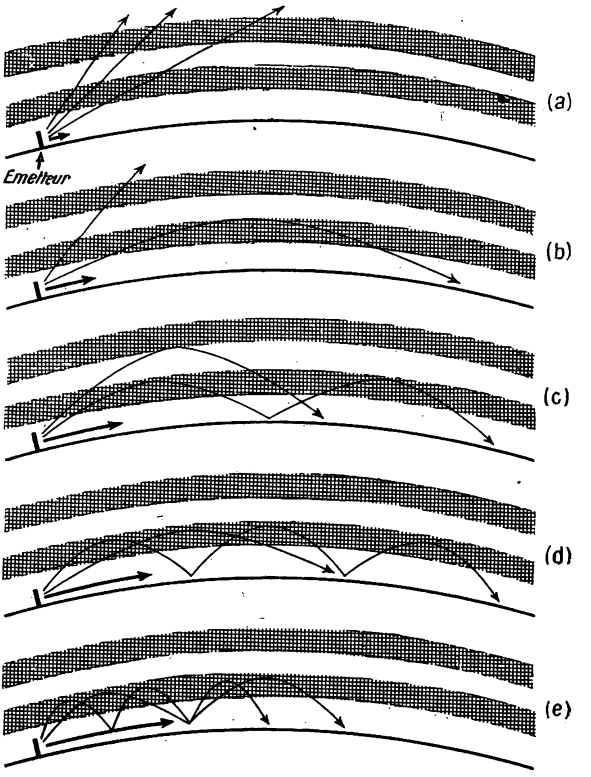


Fig. 15-11. — Figure montrant les portées relatives de l'onde de sol et de l'onde réfléchie pour des fréquences allant des plus élevées (a) aux plus basses (e). L'échelle n'est pas respectée.

de choisir la fréquence la plus convenable, à n'importe quel moment, pour atteindre une distance déterminée. Néanmoins, la statistique fournit un grand nombre de données au moyen desquelles on arrive quand même à faire son choix et à réaliser d'une manière presque constante des communications satisfaisantes.

Mais les ondes, arrivant aux récepteurs par plusieurs chemins à la fois, avec des différences de phases variables et souvent importantes, interfèrent, se renforcent ou s'affaiblissent, et il en résulte ce qu'on nomme l'effet d'évanouissement (fading), accompagné de distorsions diverses. Contre ces ennuis, il a fallu chercher des remèdes qui sont parfois assez compliqués. Pour une certaine fréquence de l'ordre de 2 MHz, l'onde de sol et l'onde réfléchie commencent à se rencontrer la nuit, tandis que, dans la journée, l'onde réfléchie est à peu près absente. Aux endroits où cette rencontre se produit, on observe des effets analogues à ceux qui viennent d'être décrits.

Finalement, la portée de l'onde de sol augmente de plus en plus, et la propagation est moins affectée par la lumière et l'obscurité, de sorte que les fréquences de 50 à 20 kHz ont une très longue portée

(de nombreux milliers de kilomètres) tout en étant exemptes des inconvénients qui rendent peu sûres les communications à longue distance sur ondes courtes. C'est pour ces raisons qu'à l'origine on avait choisi ces grandes longueurs d'onde comme étant les seules convenables aux très longues portées; mais on les emploie de moins en moins actuellement. Elles offrent nombre d'autres inconvénients, qui sont: 1) l'obligation d'employer des antennes immenses pour obtenir un rayonnement efficace; 2) un rendement quand même assez bas de ces antennes extrêmement coûteuses; 3) la nécessité d'employer des puissances considérables pour couvrir de longues distances, à cause principalement de 4) la grande intensité des perturbations atmosphériques (orages, etc.) qui rayonnent principalement sur ces fréquences; et enfin 5) le nombre limité des émetteurs qui peuvent fonctionner sans se brouiller mutuellement, par suite de l'étroitesse, en fréquence, de la bande disponible, ce qui est le plus grave des ennuis; voyez chapitre XVIII.

Mise à la terre.

Nous voyons donc que malgré les petites dimensions des antennes, l'emploi d'ondes très courtes, ayant des fréquences de plusieurs centaines de MHz, n'est pas toujours ce qui convient le mieux. Pour des distances dépassant environ 80 kilomètres, il est préférable de s'adresser à des fréquences plus basses. Jusqu'ici, nous avons tenu comme fait acquis que l'antenne est un conducteur suspendu quelque part dans l'espace, et isolé du sol; mais un dipôle comme ceux que nous avons pu voir jusqu'ici n'est pas pratique quand on emploie de grandes longueurs d'onde, où l'antenne est toujours très encombrante. Afin de la réduire, Marconi eut l'idée d'employer la terre à la place de la seconde moitié d'un dipôle vertical. De l'antenne, il reste donc un quart d'onde vertical, que pour cette raison on nomme souvent une

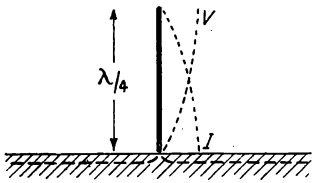


Fig. 15-12. — La terre peut remplacer la moitié du radiateur : il reste un fil quart d'onde partant du sol.

antenne quart d'onde Marconi. La distribution du courant et de la tension (fig. 15.12) est la même que dans la moitié supérieure d'un dipôle (fig. 15.2).

Pour que la terre remplace parfaitement la moitié de l'antenne dipôle, il faudrait qu'elle soit un parfait conducteur (ce qui n'est jamais le cas). Le meilleur conducteur en l'espèce est l'eau de mer. Pour réduire les pertes dues à cette conductivité insuffisante, la *prise de terre* est souvent réalisée au moyen d'un système de fils enterrés, rayonnant à partir du pied de l'antenne. On emploie quelquefois aussi un réseau de fils isolés tendus à une faible hauteur au-dessus du sol; c'est ce

qu'on nomme un *contre-poids*. Enfin, pour ne pas gêner la circulation, il arrive qu'on enterre ces fils juste au-dessous de la surface, comme on le voit en pointillé sur la figure 15.12.

Alimentation de l'antenne.

L'un des avantages de l'antenne Marconi est de mettre le milieu du dipôle à la terre, ce qui est commode pour assurer le couplage à l'émetteur ou au récepteur. Malgré cela, il n'est pas toujours facile de placer la sortie de l'émetteur assez près du pied de l'antenne pour réaliser un couplage direct; d'autre part, on voit mal un émetteur ou

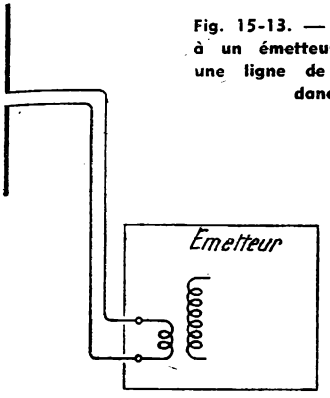


Fig. 15-13. — Simple dipôle branché à un émetteur (ou récepteur) par une ligne de transmission d'impédance adaptée.

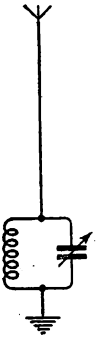


Fig. 15-14. — Méthode couramment utilisée pour accorder une antenne sur la longeur d'onde désirée.

un récepteur au milieu d'un dipôle suspendu dans les airs. Par conséquent, il est utile de posséder un lien unissant l'appareillage à l'antenne, et nous avons vu dans le précédent chapitre qu'une ligne de transmission établie de manière à s'adapter à l'impédance de l'antenne fournissait à ce problème une bonne solution. L'adaptation, nous l'avons vu, est destinée à éviter les réflexions, qui empêchent une transmission intégrale de la puissance recueillie ou envoyée à l'antenne, et produisent dans la ligne des courants ou tensions excessifs quand il s'agit d'un émetteur, et des effets d'écho quand on a affaire à une installation de réception.

Nous avons noté qu'un dipôle ordinaire, alimenté par le centre, a une résistance de rayonnement de l'ordre de 70 Ω. A la résonance, qui est la condition de fonctionnement normale, l'inductance et la capacité s'annulent mutuellement. Les résistances d'autres espèces sont en général négligeables, de sorte que le dipôle peut être considéré comme une charge de 70 Ω. La manière la plus simple de procéder est de se servir d'une ligne ayant une résistance R_0 de 70 Ω environ, comme le montre la figure 15.13. Dans ce cas, le dipôle constitue en quelque sorte le prolongement rayonnant de la ligne. A l'autre extrémité, il faut que la ligne soit adaptée au circuit de sortie de l'émetteur (ou d'entrée du récepteur).

La figure 14.4 montre que, pour du parallèle, 70 Ω est une valeur de R_0 peu pratique, car les fils sont beaucoup trop proches. De plus, ce n'est pas précisément une telle ligne qui assure le minimum de pertes. En revanche, c'est à peu près la valeur optimum pour un câble coaxial. Enfin, le coaxial rayonne moins et capte moins de signaux parasites. Mais il a le désavantage de ne pas être symétrique, ou, autrement dit, de ne pas être équilibré par rapport à la terre. Normalement, le conducteur extérieur devrait être relié à la terre, ce qui fait qu'il n'est pas tout à fait correct de le relier au dipôle, lequel est symétrique. Quand le rendement maximum est exigé, comme dans un émetteur,

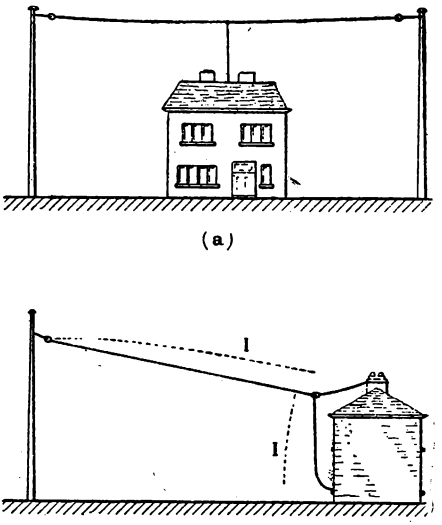


Fig. 15-15. — Pour augmenter le rayonnement d'une antenne verticale sans la surélever, on utilise fréquemment une portion supplémentaire horizontale, ce qui donne l'antenne en T (a) ou en Γ (b). Notons la répartition plus uniforme du courant dans la partie verticale (b).

on emploie un transformateur symétrique-asymétrique. Pour la réception, on tolère en général le déséquilibre. D'un autre côté, une ligne parallèle d'impédance élevée peut être adaptée au dipôle au moyen d'un transformateur comme celui de la figure 14.7. Il existe dans ce domaine une grande variété de dispositifs.

Accord.

Un dipôle est accordé, par le simple fait de sa longueur, sur une fréquence déterminée. Plus le fil qui le constitue est fin, plus la résonance est « pointue ». Mais il arrive au contraire que l'on demande à une antenne de fonctionner sur une large bande de fréquences, surtout pour la réception. Au lieu de faire varier la longueur du fil, il est plus courant de faire varier l'inductance et la capacité réparties, au moyen de bobinages et (ou) de condensateurs variables, comme par exemple en employant le dispositif de la figure 15.14. En ajoutant à l'antenne de tels éléments d'accord, on arrive à la faire résonner sur

des fréquences beaucoup plus basses que ne le permettent ses dimensions naturelles, ce qui est extrêmement utile: une antenne quart d'onde devrait sans cela, pour résonner par exemple sur 30 kHz, avoir une hauteur de près de 2500 mètres! C'est pourquoi, la plupart du temps, une portion considérable de la réactance d'un aérien, surtout lorsqu'il s'agit d'ondes moyennes ou longues, est reportée au pied sous la forme d'un circuit accordé. Mais il faut noter que cela ne se fait qu'au prix d'une perte en rayonnement ou en sensibilité.

Là où la hauteur est limitée par les moyens financiers du propriétaire de l'installation, ou (par exemple) par la proximité d'un aérodrome, il est possible d'accroître quelque peu le rayonnement en ajoutant à l'antenne une portion horizontale, ce qui donne les formes bien connues en T ou en Γ (fig. 15.15). L'effet de la portion horizontale est de localiser une partie importante de la capacité; de ce fait le courant dans la partie verticale, au lieu de tomber à zéro à l'extrémité, reste presque maximum, ce qui accroît son rayonnement. La partie horizontale rayonne aussi, mais selon une polarisation différente, de sorte que si on emploie une antenne verticale pour recevoir une onde ainsi émise, les rayonnements ne s'additionnent pas et l'accroissement passe à peu près inaperçu.

Hauteur effective.

En général, plus la résistance de rayonnement d'une antenne est élevée, meilleure sera son efficacité tant pour l'émission que pour la réception. Mais un renseignement encore plus utile à connaître que cette résistance, dans le cas de la réception, est ce qu'on nomme la *hauteur effective* de l'antenne. C'est la hauteur qui, multipliée par la valeur du champ électrique, donne la f.é.m. engendrée. Par exemple, si le champ rayonné par un émetteur, au point où s'effectue la réception, atteint une valeur de 2 mV par mètre, et que la hauteur effective de l'antenne réceptrice est de 5 mètres, la tension de signal que cette antenne fournira sera de 10 mV. La hauteur effective est inférieure à la hauteur physique. On peut la calculer à partir de formes d'antennes simples, comme par exemple un fil vertical se dressant sur un sol plat et dégagé; mais pour obtenir une indication sérieuse, il faut effectuer une mesure, ou tout au moins avoir une bonne approximation expérimentale.

Antennes pour micro-ondes.

Que se passe-t-il quand la longueur d'onde devient de plus en plus courte, quand, par exemple, elle n'est plus que de quelques centimètres? Le rayonnement d'un simple dipôle est, évidemment, limité par ses dimensions; de sorte que pour obtenir une puissance effective intéressante (p. 237), il faudrait employer un réflecteur de très grande surface.

Au lieu de constituer ce réflecteur d'une quantité de petits dipôles, on le construit en métal plein. Les courants qui y sont induits par le dipôle produisent l'effet de réflexion, comme nous l'avons vu plus haut,

mais d'une façon sur laquelle il est plus facile d'agir, en donnant au réflecteur une forme parabolique comme celle des réflecteurs de phares. De cette manière, la réception ou l'émission s'effectuent selon un étroit faisceau qu'il est aisé d'orienter dans la direction voulue.

Aux fréquences où la ligne de transmission cède la place au guide d'ondes (p. 223), le dipôle est remplacé par un pavillon analogue à celui des haut-parleurs d'extérieur, pavillon qui est en quelque sorte l'épanouissement de l'extrémité du guide d'ondes, et qui sert à diriger la puissance rayonnée sur le réflecteur.

Ces fréquences et ces antennes sont couramment utilisées pour les radars; dans cet usage, il est utile d'avoir un faisceau étroit. On les emploie aussi pour les relais de télévision.

Antennes inductives.

Dans toutes les antennes examinées jusqu'ici, le circuit est refermé par la capacité existant entre les deux bras du dipôle, ou entre l'extrémité de l'antenne et la terre. Bien que ces antennes possèdent une certaine inductance, elles peuvent être considérées comme des capacités en circuit ouvert, grosso modo s'entend. Mais il est possible aussi d'utiliser comme antenne une inductance, constituée évidemment d'un fil ininterrompu. Ce genre d'antenne est ce qu'on nomme un *cadre*. Comme sa résistance de pertes est en général supérieure à sa résistance de rayonnement, on emploie rarement le cadre comme radiateur. Mais il sert dans les postes portatifs et la radiogoniométrie, ou, autrement dit, pour déterminer la position géographique d'un émetteur inconnu.

Il a été dit que la réception au moyen d'une antenne ouverte est d'ordinaire calculée à partir de la valeur du champ électrique, bien que celle du champ magnétique puisse mener au même résultat. Avec

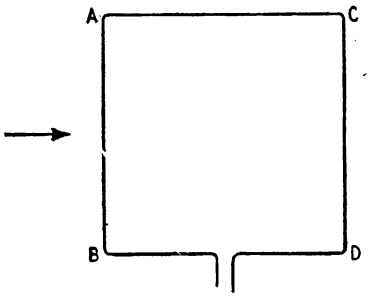


Fig. 15-16. — L'efficacité d'un cadre dépend de son orientation par rapport à l'émetteur.

les cadres, c'est l'inverse. Considérons par exemple une simple spire de fil carrée comme celle de la figure 15.16; il est facile de voir que les ondes qui l'attaquent de face (perpendiculairement au plan qu'elle forme) n'y induiront, quelle que soit leur polarisation, aucune f.é.m. Un champ électrique vertical produirait des f.é.m. dans les portions AB et CD, mais ces f.é.m. seraient en opposition. On peut voir encore plus aisément que le champ magnétique, étant dans le même plan que la

spire, n'est pas couplé avec elle, ce qui suffit pour garantir l'absence de tout signal capté.

Mais qu'il vienne de n'importe quelle direction située dans le plan de la spire (comme par exemple celle qu'indique la flèche), alors le champ magnétique coupe la spire à angle droit, ce qui assure le couplage maximum, pourvu que sa largeur ne dépasse pas une demi-onde. Bien que les f.é.m. dans AB et CD soient égales (et la plupart du temps opposées si la spire est petite par rapport à la longueur d'onde), elles ne sont pas en phase, de sorte qu'une f.é.m. égale à leur différence apparaît aux bornes de la spire.

La réception diminuera donc selon l'angle que fera le cadre avec la direction de l'émetteur. Il en résulte un diagramme polaire fort ana-

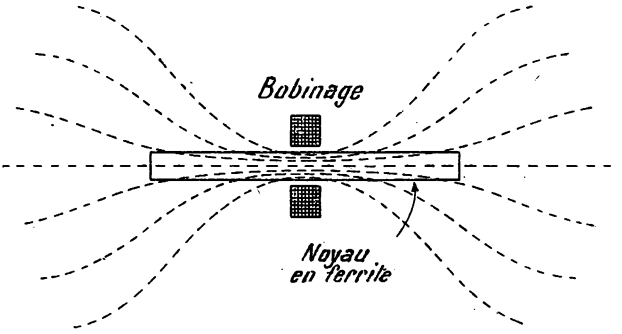


Fig. 15-17. — La concentration de champ due à un noyau magnétique augmente considérablement l'efficacité d'un petit bobinage employé comme cadre.

logue à celui d'une antenne dipôle, mais dans un plan perpendiculaire à celui de celle-ci.

Les dimensions du cadre d'un récepteur portatif sont évidemment très limitées, et fort petites comparées aux longueurs d'onde qu'on a à recevoir; les f.é.m. des signaux captés sont par suite extrêmement faibles. Et si, pour embrasser autant de flux magnétique que possible, on bobine le cadre autour du coffret de l'appareil, quantité de pièces métalliques se trouvent à l'intérieur de ses spires, causant des pertes considérables, de la nature de celles dont il a été discuté page 137.

Mais il est possible de réaliser un « cadre » au moyen d'un bobinage de dimensions très réduites, muni d'un noyau magnétique à haute perméabilité (fig. 15.17). Le flux magnétique qui occupait normalement une grande section d'espace se concentre alors pour passer par le noyau, tout comme le courant électrique choisit naturellement le conducteur de plus faible résistance pour circuler d'un point à un autre. Le diamètre du bobinage peut alors se réduire à environ deux centimètres, tout en fournissant les mêmes résultats qu'un cadre par exemple dix fois plus grand. Comme il est essentiel que le noyau soit fait d'une matière à très faibles pertes, on se sert pour le fabriquer de céramiques magnétiques non conductrices nommées *ferrites*.

CHAPITRE XVI

DÉTECTION

Nécessité de la détection.

Si nous nous reportons à la partie « réception » de la figure 1.9, nous apercevons une série de boîtes représentant les différentes parties d'un récepteur. Mais, bien que toutes les parties représentées soient incluses dans la plupart des récepteurs usuels, elles ne sont pas toutes pour autant indispensables. C'est pourquoi nous commencerons par le détecteur, parce que c'est le seul élément dont on ne puisse vraiment se passer, pour des raisons que nous allons expliquer.

Dans l'antenne de réception, la porteuse modulée produit des f.é.m. dont les formes d'ondes sont semblables à celles des courants circulant dans l'antenne d'émission. La fréquence de ces courants (p. 33), est si élevée que l'oreille ne peut en percevoir les vibrations. Elle a été choisie pour couvrir une distance donnée de la manière la plus économique, comme nous l'avons vu dans le précédent chapitre, et n'a aucune relation avec la fréquence des sons à transmettre. Pour arriver à reproduire ces sons, il est nécessaire d'obtenir des courants ayant les fréquences et les formes d'ondes qui y correspondent. Par exemple, à partir de la porteuse modulée en amplitude de la figure 13.5 *c* (ou 16.1 *a*), le problème est d'obtenir le courant représenté figure 13.5 *a*. L'élément qui dans un récepteur accomplit ce travail se nomme le *détecteur* (ou parfois le démodulateur).

Pour recevoir des signaux modulés en fréquence (p. 203), il est nécessaire d'employer un dispositif qui transforme les variations de fréquence en variations d'amplitude. Ce dispositif, nommé *discriminateur*, sera étudié à la fin du présent chapitre.

Le détecteur.

La méthode de détection la plus simple consiste à éliminer une alternance de chaque cycle, ce qui donne le résultat montré par la

figure 16.1 *b*. A première vue, il est possible qu'on ne voie pas bien la différence fondamentale qui sépare *b* de *a*, car la fréquence de la porteuse apparaît toujours, bien que son amplitude soit en somme réduite de moitié. Effectivement, elle est là; et ce qu'il faut maintenant, c'est un moyen de s'en débarrasser.

Or cette différence fondamentale est la suivante: en *a*, la valeur moyenne de chaque cycle est zéro, attendu que la moitié négative annule la moitié positive, cependant qu'en *b*, elle est proportionnelle, à chaque instant, à l'amplitude de la porteuse modulée, laquelle à son tour est proportionnelle à la valeur instantanée de la tension B.F. qui a servi à moduler ladite porteuse, ou, autrement dit, au *signal* transmis. La ligne pointillée de la figure 16.1 *b* indique le niveau moyen du courant, et on peut constater que celui-ci varie à la même fréquence et avec la même forme d'onde que sur la figure 13.5 *a*. Il y a évidemment une certaine perte d'amplitude, mais nous verrons que les détecteurs couramment employés sont conçus de manière à éviter cette perte, et à donner une tension de sortie presque égale aux valeurs de pointe.

Le procédé consistant à supprimer une alternance de chaque cycle pour convertir de l'alternatif en une série d'impulsions unidirectionnelles est désigné par le terme général de *redressement*. Les détecteurs les plus courants sont constitués d'un redresseur adapté à cet usage particulier, c'est-à-dire apte à extraire la modulation désirée d'un mélange comme celui de la figure 16.1 *b*. Il convient d'observer que ce signal redressé contient non seulement des composantes H.F. et B.F., mais encore une composante continue. Autrement dit, le signal B.F. n'oscille pas autour de la valeur zéro, mais autour d'un courant constant, positif ou négatif selon que ce sont les alternances négatives ou positives du signal qui ont été supprimées. Bien que cette composante continue ne soit pas nécessaire (au contraire) à la reproduction exacte des sons originaux, elle a certains usages comme sous-produit (p. 342).

Redresseurs.

Un redresseur parfait serait celui qui n'opposerait aucune résistance aux courants circulant dans le sens direct, et opposerait une résistance infinie à ceux qui tendent à circuler dans le sens inverse. En fait, un tel dispositif équivaut à un interrupteur fermant le circuit pendant les alternances positives et par suite les transmettant intégralement, telles qu'on les voit sur la figure 16.1 *b*, puis interrompant complètement toute circulation pendant les alternances négatives, qui se trouvent totalement éliminées, comme on le voit aussi sur la même figure. Pour des courants alternatifs à très basse fréquence, comme le 50 Hz des réseaux, il est possible de réaliser des interrupteurs mécaniques de ce genre; c'est ce qu'on nomme des *redresseurs à lame vibrante* (p. 426). Mais aux fréquences radioélectriques, tout dispositif mécanique est absolument inutilisable.

Deux types principaux de redresseurs électroniques ont déjà été examinés dans ce livre: les diodes à vide, dans le chapitre IX, et les diodes à semi-conducteurs dans le chapitre X. Dans les débuts de la

radio, des *redresseurs à semi-conducteurs* avec contact à pointe, utilisant des minéraux variés, comme la galène ou sulfure de plomb, furent très employés sous le nom de détecteurs à cristaux. On les abandonna ensuite, et, entre les deux guerres, ils furent complètement détrônés par les lampes. Mais on les perfectionna et leur emploi revint avec les diodes au silicium employées dans les radars. Plus récemment, les *diodes au germanium* ont fait une concurrence sérieuse aux diodes à vide comme détecteurs dans la plupart des récepteurs domestiques ou autres.

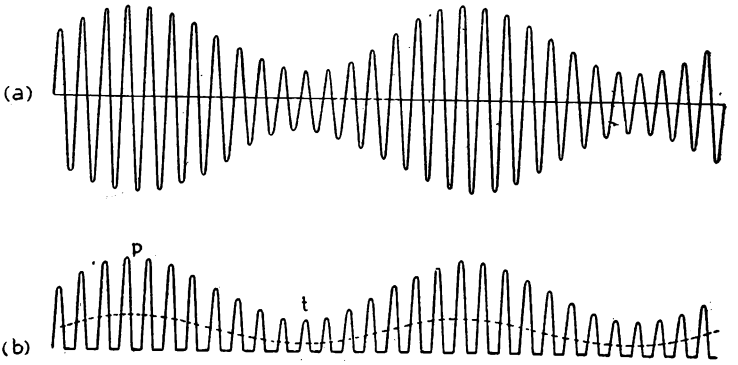


Fig. 16-1. — En a, spécimen d'onde porteuse modulée en amplitude similaire à la figure 13-5 c. La valeur moyenne de chaque période est nulle. Mais si on élimine une alternance de chaque période (b) la valeur moyenne des alternances restantes (indiquée en pointillé) fluctue de manière à reproduire la forme de la modulation.

En étudiant la notion de résistance, nous avons commencé par examiner les graphiques courant/tension des conducteurs ordinaires (fig. 2.3), et noté que, ces graphiques étant des lignes droites, les conducteurs dont ils traduisaient les propriétés étaient nommés conducteurs linéaires; qu'en outre, du fait que les résistances linéaires pouvaient se calculer au moyen des relations très simples de la loi d'Ohm, il était parfaitement inutile de perdre son temps à dessiner leurs graphiques. Ensuite nous avons fait connaissance avec les lampes à vide, et avons recommencé à dessiner des graphiques courant/tension, comme la figure 9.3, pour découvrir que cette fois nous avions affaire à des lignes incurvées, énonçant des caractéristiques auxquelles la loi d'Ohm ne pouvait s'appliquer, excepté dans le sens limité et modifié de la figure 11.3, et seulement d'une manière approximative. Tous les conducteurs non linéaires sont capables dans une certaine mesure d'accomplir les fonctions de redresseurs, et tous les redresseurs sont nécessairement non linéaires dans le sens que nous venons d'envisager, c'est-à-dire que leur résistance dépend de la valeur du courant ou de la tension, au lieu d'être constante comme dans le cas de la loi d'Ohm.

Nous voici maintenant à nouveau en présence de caractéristiques courant/tension (fig. 16.2); les lignes COD et AOB représentent (ce qui

peut se calculer d'après les échelles du courant et de la tension) des résistances de 500 et 2000 Ω respectivement. Comme nous l'avons déjà vu précédemment, plus la pente est forte, plus la résistance est faible. Pour passer aux extrêmes, la ligne FOG représente une résistance nulle, et la ligne HOJ une résistance infinie. Par conséquent, la ligne FOJ est le graphique d'un redresseur parfait. COB serait un exemple de redresseur n'opérant que très partiellement, c'est-à-dire présentant une résistance de 500 Ω dans le sens direct et une résistance de 2000 Ω dans le sens inverse (soit pour les alternances positives et négatives respectivement).

Appliquons maintenant une tension alternative à un circuit constitué d'une quelconque de ces résistances imaginaires en série avec une résistance fixe de 1000 Ω (fig. 16.3 *a*). La tension aux bornes de la résistance de 1000 Ω (appelons-la la tension de sortie) est égale à la tension appliquée uniquement si R = 0. Les deux tensions sont alors représentées par la ligne en trait plein de la figure 16.3 *b*. Si R valait 500 Ω (ligne COD), la tension de sortie serait représentée par la ligne en pointillé CD, et pour R = 2000 Ω, par la ligne AB.

Si maintenant on remplace R par un redresseur, comme le montre la figure 16.3 *c*, les tensions de sortie négative et positive deviennent inégales. Le redresseur parfait (FOJ) donne la tension de sortie FJ

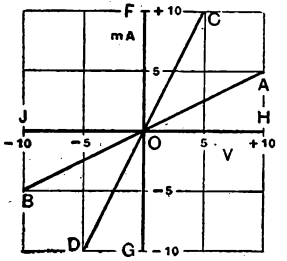


Fig. 16-2. — « Courbes » caractéristiques d'un certain nombre de résistances linéaires. La ligne COD représente 500 Ω. Si la résistance aux tensions négatives diffère de celle offerte aux positives, comme le montrerait par exemple une ligne telle que COB, on a un redresseur partiel.

(fig. 16.3 *b*), et le redresseur « partiel » la tension CB. La tension moyenne, si on considère chaque période complète, est évidemment nulle quand R n'est pas un redresseur. Avec le redresseur parfait, la valeur moyenne de l'alternance positive est égale à 64 % de la tension maximum (p. 90), tandis que celle de l'alternance négative est nulle. Par conséquent, le courant redressé moyen pour une alternance complète est égal à 32 % de la valeur de crête. Si on emploie le redresseur donnant la courbe COB, l'alternance négative B, fig. 16.3 *b*, annule la moitié de l'alternance positive C, qui n'a qu'une valeur égale aux 2/3 de la tension appliquée. De la sorte, le courant redressé moyen n'est égal qu'à 11 %.

Linéarité du redressement.

Que leur effet soit complet ou partiel, des redresseurs présentant des caractéristiques comme celles de la figure 16.2 fournissent des résul-

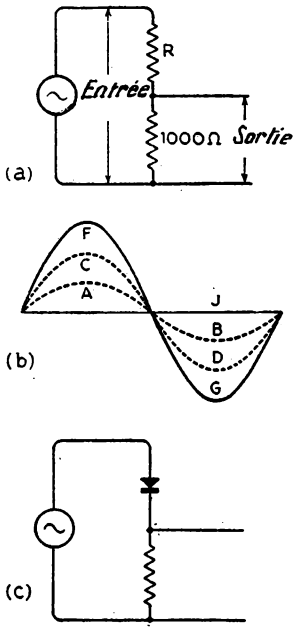


Fig. 16-3. — Résultats de l'application d'une tension sinusoïdale à un circuit a composé d'une quelconque des résistances de la figure 16-2 (R) en série avec 1000 Ω. Ces résultats sont traduits par les courbes b où les lettres correspondent aux caractéristiques de la figure 16-2. En c, remplacement de R par un redresseur.

tats indépendants de la valeur de la tension appliquée, pourvu que l'on s'arrange pour que le point de fonctionnement soit situé exactement à l'angle de la caractéristique, que cet angle corresponde à la tension zéro (fig. 16.2) ou non. Par suite, si on trace le graphique représentant la tension redressée fournie par un tel redresseur par rapport à la tension de pointe appliquée à l'entrée, on obtiendra une ligne droite; sur la figure 16.4, on en voit deux exemples, correspondant aux caractéristiques FOJ et COB de la figure 16.2. C'est pourquoi ces redresseurs reçoivent le nom de redresseurs linéaires. (Cette expression correspond aux courbes du type représenté figure 16.4, et non à celles de la figure 16.2.)

De la figure 16.1 *b*, il résulte clairement que si la modulation ne doit pas subir de distorsion, il faut que le détecteur soit linéaire. Et, malheureusement, il n'existe en pratique aucun redresseur qui le soit parfaitement. Ce que l'on peut faire de mieux, c'est d'approcher assez

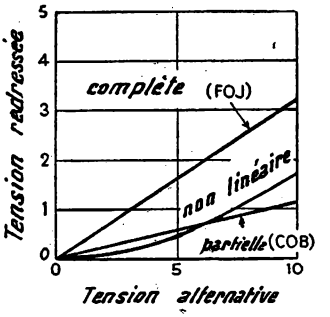


Fig. 16-4. — Les résultats de l'application de tensions alternatives à divers redresseurs sont représentés par ces courbes, dont les lettres correspondent aux figures 16-2 et 16-3.

près de cette perfection par un usage intelligent des redresseurs dont on dispose. Le point faible qu'ils présentent tous est une certaine courbure du bas de la caractéristique, comme celle que l'on peut voir figure 9.3, et qui correspond à un passage graduel (et non brutal comme on le souhaiterait) de la résistance élevée à la faible résistance. Il en résulte une distorsion des signaux faibles, moins complètement redressés que les signaux puissants. Une caractéristique de ce genre est représentée sur la figure 16.4 par la ligne incurvée ; nous y reviendrons d'une manière plus détaillée page 263.

Résistance du redresseur.

Il existe deux raisons pour que le redresseur COB de la figure 16.2 donne de piètres résultats si on le compare au redresseur FOJ. La première est que sa *résistance directe* (500 Ω) absorbe un tiers de la tension, et n'en laisse par suite que les deux tiers pour la résistance de charge de 1000 Ω. L'autre raison est que sa résistance *inverse* (2000 Ω) est bien loin de la valeur infinie qui serait souhaitable. Cette faible valeur autorise le passage d'un courant important pendant les alternances négatives, et neutralise un autre tiers de la tension. Avec un redresseur de ce genre, il importerait de choisir soigneusement la valeur de la résistance de charge, afin que ces défauts causent aussi peu de

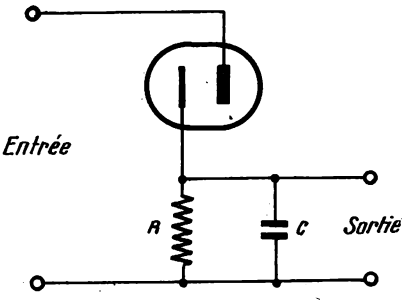


Fig. 16-5. — Diode redresseuse dont la résistance de charge (R) est shuntée par un condensateur réservoir (C).

pertes que possible. Il se fait que c'est la valeur de 1000 Ω qui donne la tension de sortie la plus élevée dans ce cas, la formule générale étant $\sqrt{R_D R_I}$, où R_D et R_I sont respectivement la résistance directe et la résistance inverse du redresseur.

Si on les compare aux diodes à cristaux, les diodes à vide ont un avantage certain. Bien qu'elles ne soient pas parfaites dans le sens direct, parce qu'elles présentent toujours une certaine résistance, elles sont pratiquement parfaites dans l'autre sens, car leur résistance inverse approche de l'infini, et par suite elles ne laissent passer qu'un courant négligeable même quand on leur applique des tensions élevées. Dans ce cas, même si la résistance directe relativement élevée limitait le courant à une valeur très faible, la tension de sortie pourrait (tout au moins théoriquement) approcher de celle fournie par un redresseur parfait, tout simplement en employant une résistance de charge très élevée.

Mais nous verrons bientôt qu'il y a des limites à la valeur de la résistance que l'on peut employer en pratique; nonobstant quoi il est quand même possible en général de rendre les pertes dues au redressement pratiquement insignifiantes. En perfectionnant d'une manière très simple la figure 16.3 *c* (il suffit d'ajouter un condensateur en parallèle sur la résistance de charge), on peut approcher d'un rendement

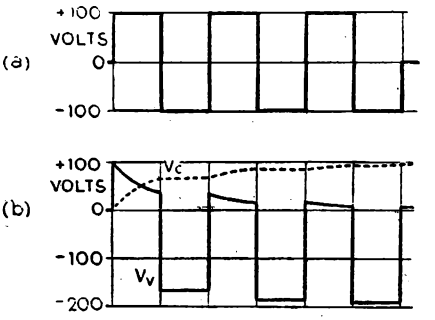


Fig. 16-6. — Analyse de l'application d'une tension carrée (a) au circuit de la figure 16-5. La ligne en pointillé (b) représente la tension aux bornes de C, et la ligne en trait plein la tension aux bornes de la diode.

de 100 %, au lieu des 32 % qui constituent le rendement maximum sans condensateur. Ainsi, on fait trois fois mieux que le redresseur « parfait ». C'est un point qui mérite qu'on l'examine plus attentivement.

Action du condensateur réservoir.

Notre redresseur modifié est représenté par la figure 16.5. Supposons que, pour porter la tension redressée au maximum possible, nous rendions infinie la valeur de la charge R. Le condensateur C se trouverait alors en série avec la diode, sans aucune résistance à ses bornes. Pour simplifier la discussion, nous appliquerons une onde carrée au lieu d'une onde sinusoïdale. L'amplitude de cette onde sera de 100 V (fig. 16.6 *a*). Nous supposerons aussi que la fréquence est de 500 kHz, de sorte que chaque alternance occupe exactement un millionième de seconde (1μs). Au départ, C n'est pas chargé, et par conséquent, on ne trouve aucune tension à ses bornes. La charge qu'il recevra ne pourra provenir que du courant traversant le redresseur, lequel oppose une certaine résistance; de sorte que, au moment où se présente la première alternance positive, les 100 V apparaissent d'abord aux bornes de cette résistance, comme le montre le trait plein de la figure 16.6 *b*.

Le courant produit par cette tension commence à charger le condensateur; la tension aux bornes de celui-ci augmente et tend vers la valeur de 100 V, comme le montre la ligne en pointillé. Il est évident que les tensions aux bornes de la diode et du condensateur, du fait qu'ils se trouvent en série, doivent former un total égal à 100 V, puisque c'est la tension appliquée à l'ensemble. C'est ce qu'on peut constater sur la figure 16.6 *b*. Plus grande sera la résistance interne du redresseur, et plus grande la capacité du condensateur, plus lentement s'accomplira le processus de charge — exactement comme si on gonflait

un ballon de grande capacité au moyen d'un tuyau de petit diamètre.

Comme nous l'avons vu à propos de la figure 3.6, qui était un autre exemple du même phénomène, la capacité en microfarads multipliée par la résistance en mégohms donne la constante de temps, c'est-à-dire le nombre de secondes qu'il faut pour que la tension V_c aux bornes du condensateur atteigne 63 % de la tension appliquée. Si par exemple la résistance du redresseur (que nous supposerons constante) est de 0,01 MΩ, et la capacité de 0,000 1 μF, la constante de temps est de 0,000 001 s ou 1 μs, ce qui est précisément le temps occupé par une alternance de la tension à 500 kHz appliquée au redresseur. De la sorte, à la fin de la première alternance positive, V_c atteint 63 V, tandis que V_r (la tension aux bornes du redresseur) est tombée à 100 — 63 = 37 V. Ensuite vient l'alternance négative. La diode cesse alors d'être conductrice, et le condensateur ne peut plus se charger, ni se décharger non plus d'ailleurs, puisqu'il n'existe à ses bornes aucune résistance par où la charge puisse s'écouler; par conséquent, sa tension reste à 63 V jusqu'à l'arrivée de la seconde alternance positive. Pendant ce temps, V_c (63 V) plus V_r doivent totaliser la valeur de la nouvelle tension appliquée au circuit, qui est de — 100 V. La tension aux bornes du redresseur doit par conséquent être de — 163 V.

La tension appliquée au condensateur pendant la seconde alternance positive est égale à 100 — 63 = 37 V, de sorte qu'à la fin de cette alternance, la tension aux bornes du condensateur aura augmenté des 63 % de 37, soit de 23 V, lesquels, ajoutés aux 63 qui s'y trouvent déjà, porteront la tension à 86 V. Ainsi, par étapes successives, la charge approche de la tension de pointe du signal, cependant que la tension moyenne aux bornes du redresseur décroît de la même quantité, comme on le voit sur la figure 16.6 *b*. La tension redressée approche ainsi des 100 % de la tension de pointe du signal haute fréquence. Un résultat similaire, bien que moins rapidement obtenu, se produirait avec une tension sinusoïdale.

Du fait que C maintient la tension pendant les alternances où le circuit de sortie est séparé de la source, on l'a nommé *condensateur réservoir*.

Choix des valeurs.

Tout cela va fort bien tant qu'il s'agit d'une onde H.F. non modulée. Mais quand elle l'est, l'amplitude de la tension appliquée au redresseur augmente et diminue tour à tour. Les augmentations... augmentent la tension aux bornes du condensateur, mais les diminutions ne la diminuent pas, parce qu'il n'existe aucun exutoire à la charge qui s'y accumule. Pour que V_c puisse suivre les hauts et les bas de la modulation, il faut procurer au courant un chemin de fuite, en parallèle soit avec la diode, soit avec le condensateur, en tenant compte du fait que, si c'est avec la diode, il faut que la conduction soit assurée de ce côté d'un bout à l'autre du circuit. La résistance employée à cette fin doit être assez petite pour que le condensateur puisse se décharger aussi vite (pour le moins) que ne se produit la diminution la plus rapide de l'amplitude de la modulation. Or, cette vitesse de diminution

varie à la fois avec la profondeur et la fréquence de modulation. Il en résulte que le calcul de la résistance adéquate est assez difficile. Mais on peut obtenir une approximation (assez grossière) comme nous allons l'expliquer.

Supposons, par exemple, que la fréquence la plus élevée de la modulation soit de 10 000 Hz. De la sorte, le temps qui s'écoule entre une pointe et un creux de modulation (de *p* à *t* dans la figure 16.1 *b*) est égal à la durée d'une alternance, soit 1/20 000e de seconde ou 50 µs. S'il faut que pendant ce laps de temps C se décharge d'au moins 63 % de la différence d'amplitude de la porteuse, il faut que la constante de temps ne soit pas supérieure à 50 µs.

Deux facteurs déterminent cette constante de temps: la valeur de la résistance et celle du condensateur. Pour la résistance, on est déjà plus ou moins fixé par d'autres considérations: elle doit être beaucoup plus élevée que la résistance directe de la diode, ou le rendement du détecteur en souffrira. Incidemment, il faut songer aussi à l'amortissement du circuit accordé sur lequel est prélevée la tension H.F. En pratique, on peut avec une bonne approximation évaluer la résistance équivalente à la moitié de la résistance de charge du détecteur. Autrement dit, si cette charge est R, pour obtenir un amortissement égal sans la présence du détecteur, il faudrait placer aux bornes du circuit accordé une résistance de valeur R/2 (1). Pour ces deux raisons, il est rare que la résistance de charge d'une diode à vide ait une valeur inférieure à 0,5 MΩ. Cela nous fixe sur la valeur de C. Si R doit être de 0,5 MΩ et CR égale à 0,000 05, C doit être de 0,000 1 µF (ou 100 pF), ce qui est une valeur tout à fait courante.

Notons que pour des fréquences de modulation atteignant 10 000 Hz, ces valeur de C et de R causeraient une perte assez importante, puisque nous nous sommes basés sur une constante de temps ne permettant à V_c de suivre la modulation qu'à concurrence de 63 %. Il en résulte qu'il serait bon de réduire encore le produit CR.

Y a-t-il une limite à la réduction de C? Nous pouvons répondre à cela en examinant de nouveau la figure 16.6 et en prenant une constante de temps extrêmement courte. Au lieu de voir V_c garder une valeur constante pendant les alternances négatives, ou seulement décroître légèrement comme dans le cas d'une constante de temps moyenne, cette tension tomberait rapidement. Le « réservoir » ne fonctionnerait plus. Chaque alternance positive aurait à recharger presque entièrement le condensateur, et le rendement de la détection baisserait à toutes les fréquences de modulation. Le choix d'une valeur correcte de C est d'autant plus difficile qu'il y a moins de différence entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de modulation la plus élevée. D'une manière

(1) Cela est très facile à prouver. Nommons R' la résistance équivalente. Supposons que la résistance interne de la diode soit négligeable vis-à-vis de R. C se chargera à la tension de crête $\sqrt{2}E$ ou E est la valeur efficace de la tension H. F. aux bornes du circuit accordé. Comme R est le seul élément dissipant de la puissance, la puissance dissipée sera égale à $2E^2/R$. Or, de la définition donnée de R', il résulte que cette puissance doit être aussi égale à E^2/R' d'où on tire $R' = R/2$.

générale, on peut dire que s'il faut obtenir un rendement aussi égal que possible à toutes les fréquences (aux dépens du rendement global), on doit employer une capacité de faible valeur — et vice-versa.

Aux fréquences beaucoup plus élevées qu'on emploie en télévision et en modulation de fréquence, il n'est pas difficile de remplir les conditions. Le type de détecteur le plus courant est la diode à cristal, avec des valeurs de C et de R beaucoup plus faibles que celles auxquelles nous nous sommes arrêtés pour la détection à basse fréquence équipée d'une diode à vide. Dans certains cas, la résistance inverse d'une diode

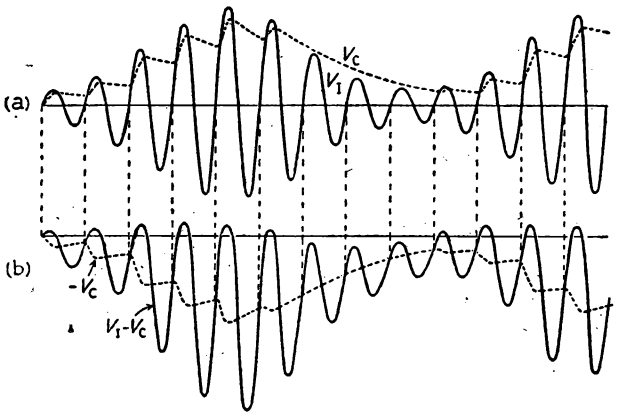


Fig. 16-7. — En a, V_1 représente une tension H. F. modulée à l'entrée du détecteur, et V_c la tension de sortie qui en résulte. Sur le graphique b, la courbe en trait plein est V_1 — V_c, c'est-à-dire la tension aux bornes de la diode.

à cristal constitue une résistance de fuite suffisante pour C, mais comme elle est de nature fort peu linéaire, on met quand même en général une résistance pour la compléter.

Le détecteur à diode en action.

Le circuit de la figure 16.5 a un air de simplicité bien trompeur, et son fonctionnement n'est pas facile à comprendre parfaitement. Comme c'est un élément important des montages de réception, ce ne sera pas une mauvaise chose que de passer encore quelques moments à en approfondir l'étude. La figure 16.7 est un graphique « en prise de vue accélérée », afin qu'on puisse voir un fragment de la modulation; la porteuse est une onde sinusoïdale. De plus, en *a*, on a tracé, conjointement à V_c (la tension aux bornes du condensateur, qui est évidemment la tension de sortie du détecteur), la tension H.F. d'entrée, V_i. Notons que quand V_i est plus positive que V_c, la diode est conductrice et charge rapidement C, la constante de temps étant alors égale à CR_v, où R_v est la résistance directe de la diode, résistance de beaucoup inférieure à R. Mais dès que V_i est inférieure à V_c, C se décharge à travers la seule voie possible, c'est-à-dire R, et cette fois, la constante de temps est beaucoup plus grande. Dans le cas présent, elle est trop grande, ce qui fait que V_c ne suit plus V_i tout au moins pendant les creux de

modulation ; il s'ensuit que la forme du signal extrait n'est qu'une version déformée de la modulation initiale. Mais la cause de cette distorsion est surtout la fréquence de la porteuse, choisie beaucoup trop basse pour la clarté de la figure, ce qui d'ailleurs saute aux yeux.

Notons aussi qu'en plus de la modulation désirée, V_c présente une ondulation résiduelle en dents de scie à la fréquence de la porteuse, mais bien moins que sur la figure 16.1 *b*. Le condensateur C a non seulement amélioré le rendement de la détection, mais encore débarrassé celle-ci de la haute fréquence indésirable.

La troisième composante de V_c est une tension continue positive (de fréquence zéro) représentée par la hauteur moyenne de la ligne pointillée au-dessus de la ligne zéro. La tension aux bornes de la diode est évidemment égale à $V_i - V_c$ (figure 16.7 *b*). Elle comporte donc également la composante continue et la basse fréquence, de sorte qu'on pourrait l'employer aussi comme tension de sortie. Mais elle présente le défaut d'inclure la quasi totalité de la tension haute fréquence.

Variantes de circuits.

Nous venons de voir qu'un circuit de détection à diode comme celui de la figure 16.5 donne, en plus de la tension B.F., une composante continue positive, et une composante H.F. d'amplitude très réduite. Cette disposition de montage, que reproduit la figure 16.8 *a*, est celle

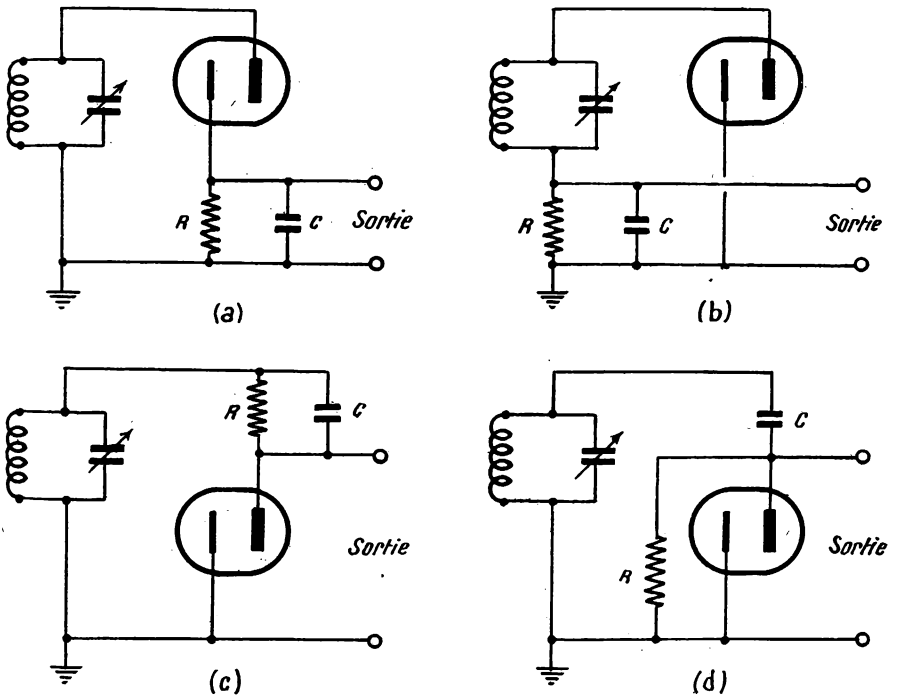


Fig. 16-8. — Principaux montages de détection diode.

qu'on emploie le plus avec les diodes à cristal; avec les diodes à vide, on pourrait objecter que, du fait que la cathode est chauffée en courant alternatif, une tension à 50 Hz peut apparaître aux bornes de R à cause de la capacité existant entre cathode et filament. Mais surtout, dans beaucoup de récepteurs, on a besoin d'une composante continue *négative*, proportionnelle à l'amplitude de la porteuse. Cette tension peut être obtenue en modifiant le montage selon la figure 16.8 *b*. Par la même occasion, les ennuis possibles dus au filament sont éliminés.

Ce montage est celui qu'on emploie en général quand le circuit d'entrée est accordé sur une fréquence fixe. Mais quand on emploie pour l'accord un condensateur variable, il est généralement nécessaire qu'une des armatures de celui-ci soit mise à la masse; de sorte que si on ne peut employer le montage *a*, il est souvent possible que le montage *c* fasse l'affaire.

Dans ce dernier, la tension de sortie est prélevée aux bornes de la diode, de sorte qu'elle renferme la quasi totalité de la tension H.F. D'autre part, si, pour des raisons qui apparaîtront dans le chapitre XVII, le circuit accordé est porté à une tension positive élevée, le circuit *c* applique cette tension à la diode par l'intermédiaire de la résistance R, ce qui déplace son point de fonctionnement dans des régions où son travail de redressement ne peut plus s'effectuer. Pour obvier à cet inconvénient, R doit être connectée en parallèle sur la diode, comme on le voit en *d*, de manière que le *retour* s'effectue au potentiel de la cathode (ce qu'il est indispensable de toujours réaliser). Ce montage présente toutefois l'inconvénient de placer R en parallèle sur le circuit accordé, par l'entremise de C, ce qui accroît l'amortissement imposé à ce circuit. La résistance équivalente aux bornes du circuit devient approximativement R/3 au lieu de R/2. De plus, comme en *c*, la tension de sortie renferme évidemment une composante haute fréquence très importante. Donc, finalement, les montages *a* et *b* doivent être employés chaque fois qu'on le peut, de préférence aux autres.

Détection grille.

Si on connectait l'un quelconque des circuits qui viennent d'être décrits directement aux bornes d'un haut-parleur, ou même d'un casque téléphonique, la résistance relativement basse de ces éléments viendrait bouleverser tout le travail délicat que constitue le choix de valeurs convenables pour le circuit de détection. De plus, la puissance mise en jeu serait beaucoup trop faible pour fournir une intensité sonore utilisable. Il en résulte qu'en pratique, un détecteur est toujours suivi d'étages d'amplification basse fréquence.

Si nous connections, par exemple, le détecteur de la figure 16.8 *c* directement à la grille d'une lampe amplificatrice, comme le montre la figure 16.9, nous pourrions observer que la diode se trouve, en fait, en parallèle avec une seconde diode constituée par la cathode et la grille de la triode. En effet, dans les deux cas, on trouve une électrode placée à proximité d'une cathode émettant des électrons, et il semble parfaitement inutile qu'une des diodes fasse ainsi double emploi. C'est d'ailleurs facile à vérifier : dans le montage réalisé, il suffit d'enlever

la diode de son support pour constater que cela ne change rien au fonctionnement, et que, par conséquent, la triode s'en tire fort bien toute seule.

Le montage ainsi simplifié, et que représente la figure 16.9 *b*, se nomme *détection grille;* dans ce montage, la cathode et la grille constituent une diode, et redressent exactement comme la diode de la figure 16.8 *c*. Les tensions B.F. résultantes sont évidemment directement appliquées à la grille, commandant l'intensité du courant électronique circulant de la cathode à la plaque, et finalement on recueille dans le circuit de plaque une tension amplifiée, selon le processus décrit page 170.

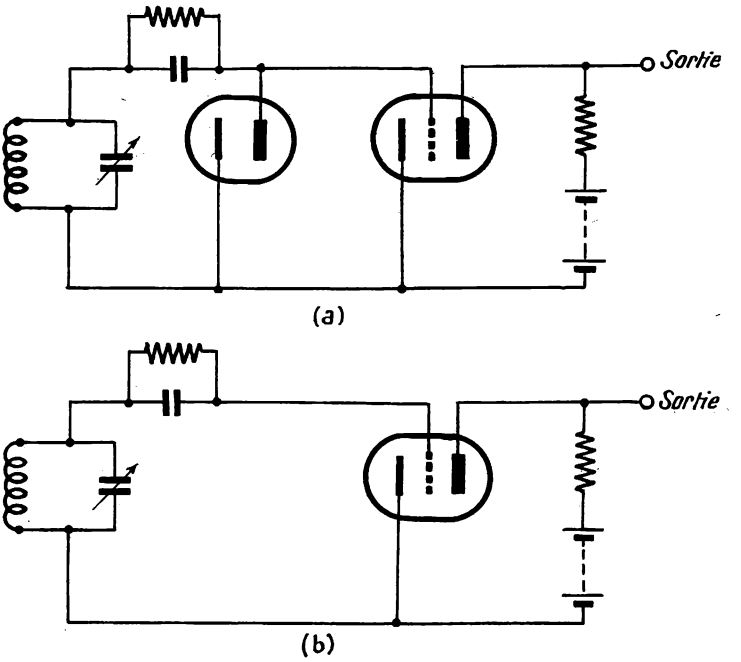


Fig. 16-9. — Si on relie directement à une triode la diode détectrice de la figure 16-8 c (montage a), on voit que la diode fait double emploi avec l'espace grille-cathode à la triode. En b, la détectrice grille obtenue par élimination de la diode inutile.

En pratique, ce montage dont la simplicité est si séduisante à première vue, ne donne pas de résultats très intéressants. Comme nous l'avons déjà observé, la tension de sortie de la diode ainsi montée contient non seulement la B.F. désirée, mais aussi une tension H.F. considérable, et une composante continue. La tension continue, étant négative, peut servir utilement comme tension de polarisation de la triode, comme nous l'avons vu page 150. Mais la présence de la H.F. est nuisible, car elle réduit l'importance du signal qui peut être traité sans distorsion à une valeur qui est environ la moitié seulement de ce dont on pourrait s'accommoder sans sa présence. De plus, la H.F. se

trouvant amplifiée dans le circuit plaque est susceptible, par l'intermédiaire de couplages accidentels, de revenir jusqu'à l'entrée du récepteur et de provoquer l'accrochage d'oscillations parasites.

D'autre part, nous verrons bientôt que si on réduit la tension d'entrée d'un détecteur à une valeur de l'ordre d'un ou deux volts seulement, on introduit une distorsion d'une autre espèce, et on perd l'avantage de certaines utilisations auxiliaires (p. 342). Si, pour tenter d'échapper à ce dilemme, on augmente la tension plaque de la triode, on constate que le courant plaque prend une intensité prohibitive, et que, même dans ces conditions, on risque de ne pas obtenir une tension de sortie suffisante pour les récepteurs modernes, qui exigent souvent 20 volts et même plus.

Par suite, l'économie que ce type de circuit semble procurer n'est qu'apparente dans la plupart des cas. Quand on emploie une diode séparée, il n'y a aucune restriction quant à la valeur maximum de la tension H.F. que l'on peut appliquer, et les résidus indésirables peuvent être éliminés de la B.F. avant qu'on transmette celle-ci aux étages suivants.

Filtres.

Les dispositifs destinés à séparer des courants de fréquences différentes reçoivent le nom de *filtres*. C'est là un sujet très vaste. Pour

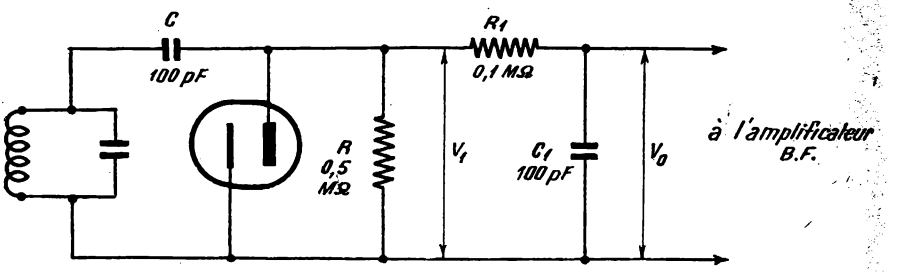


Fig. 16-10. — Pour empêcher le passage de la H. F. résiduelle dans l'amplificateur B. F., on emploie couramment un filtre simple R_1 C_1). Les valeurs indiquées sont typiques.

l'instant, nous ne nous occuperons que de ceux qu'on applique aux détecteurs, et qui sont parmi les plus simples. Tous les filtres se basent sur le fait que les impédances inductive et capacitive varient avec la fréquence. Les circuits très simples des figures 6.9, 7.3 et 8.1 peuvent être utilisés comme filtres.

Considérons par exemple la figure 6.9, dans laquelle C et R sont en série. Aux fréquences très basses, C oppose une impédance élevée par rapport à R, et presque toute la tension appliquée à l'ensemble apparaît aux bornes de C. A mesure que la fréquence augmente, l'impédance de C diminue, jusqu'au moment où, pour une fréquence très élevée, la plus grande partie de la tension apparaît aux bornes de R. A mi-chemin on trouve une fréquence pour laquelle les tensions aux bornes de C et de R sont égales à la fois entre elles et à

la tension d'entrée divisée par $\sqrt{2}$; cette fréquence est donnée par $X_o = 1/(2\pi fC) = R$, de sorte que $f = 1/(2\pi CR)$. C'est la *fréquence de coupure.*

Supposons que la fréquence de porteuse la plus basse à laquelle un détecteur ait affaire soit de 150 kHz, et la fréquence de modulation la plus élevée, de 10 kHz. On pourrait choisir comme fréquence de coupure 15 kHz. Connaissant R, on peut trouver C, ou vice-versa

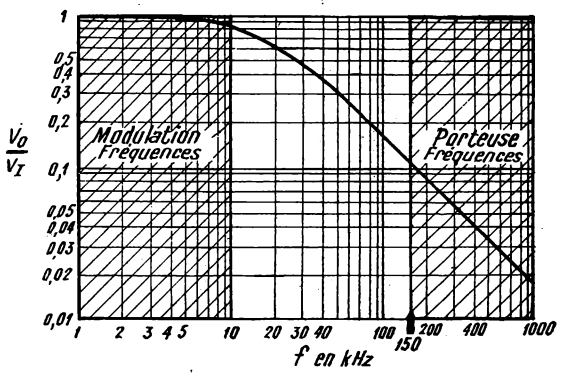


Fig. 16-11. — Action du filtre R_1 C_1 de la figure 16-10, représentée graphiquement par le rapport V_o/V_1 en fonction de la fréquence.

Si la tension appliquée au filtre est la tension de sortie prise directement derrière une diode détectrice, il ne faut pas que l'impédance du filtre soit trop basse, ni C trop grand. Essayons pour C la valeur de 100 pF. En employant comme unités le Hz, le µF et le MΩ, $R = 1/(2\pi \times 15\,000 \times 0{,}0001) =$ environ 0,1 MΩ.

La figure 16.10 montre un circuit de détection à diode (le circuit figure 16.8 *d*) équipé de ce filtre, dont les éléments sont R_1 et C_1. R est évidemment la résistance de charge. En calculant la réactance de C_1 pour diverses fréquences, on peut trouver le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée (V_o/V_i) et le représenter graphiquement, comme sur la figure 16.11. Ce graphique montre clairement que, pour les valeurs choisies, l'atténuation aux fréquences de modulation est négligeable, mais que la H.F. résiduelle est par contre très fortement réduite. On reconnaît que le graphique en question n'est pas une représentation strictement conforme de la réalité, parce que le filtre est en shunt sur la résistance de charge, et modifie quelque peu le processus de redressement; mais l'erreur est assez faible quand on emploie des valeurs d'impédances de filtre aussi élevées.

Nous avons mentionné l'emploi, comme tension de polarisation de la lampe amplificatrice suivant le détecteur, de la tension négative provenant de la détection. Cette tension varie avec l'amplitude de la porteuse, ce qui fait que le procédé rencontre peu de faveur auprès des techniciens. Aussi élimine-t-on le plus souvent cette composante continue de la tension transmise à l'amplificatrice B.F., et fournit-on à cette lampe une tension de polarisation de valeur fixe par quelque moyen conve-

nable. Un filtre destiné à éliminer une fréquence inférieure à la plus basse fréquence désirée (ici, cette fréquence est même nulle) sera similaire à celui que nous venons d'étudier, à cela près que les valeurs de C et R seront interverties. Un condensateur en série interrompt tota-

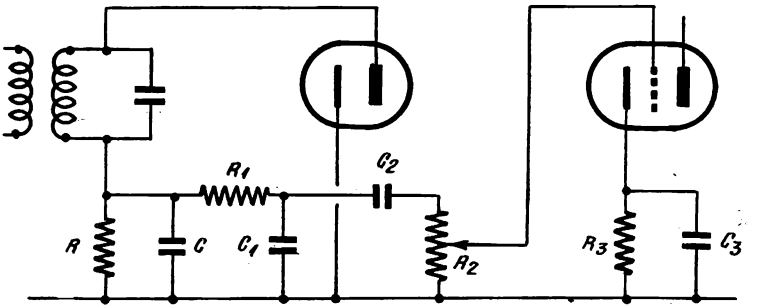


Fig. 16-12. — Circuit de détection typique. R est la résistance de charge, C le condensateur réservoir, R_1 C_1 le filtre H. F., R_2 C_2 le réglage du volume sonore, R_3 la résistance de polarisation, et C_3 son condensateur de découplage.

lement le passage du courant continu; encore faut-il que la capacité de ce condensateur soit assez grande pour ne causer aucune atténuation aux plus basses fréquences à transmettre. Si la résistance associée est de 1 MΩ, une capacité de 0,01 μF *au moins* donnera généralement satisfaction.

Circuits complets de détection.

La dernière résistance nommée est, remarquons-le, le plus souvent utilisée en même temps pour effectuer le réglage de puissance, comme on le voit sur le schéma figure 16.12, qui est un circuit de détection typique, adapté du montage figure 16.8 *b*. R_1 et C_1 sont, comme précédemment, les éléments du filtre éliminant la résiduelle H.F., et R_2C_2 ceux du filtre éliminant la composante continue; en même temps, R_2 est le réglage de puissance, ou réglage du volume sonore. C'est la meilleure place pour effectuer ce réglage, parce que, comme nous le verrons, la distorsion est réduite quand on fait travailler le détecteur avec un signal de la plus grande amplitude possible, et qu'on applique la plus petite tension B.F. possible à l'amplificateur. La fonction de R_3 et C_3 est de fournir à la lampe amplificatrice sa tension de polarisation, comme nous l'expliquerons page 320.

Bien que pour la clarté du schéma on ait représenté séparément la diode et la triode, les deux sont généralement enfermées dans la même ampoule, et emploient la même cathode. Afin d'éviter que la chute de tension causée par R_3 ne soit appliquée à la diode et ne vienne entraver son fonctionnement, l'extrémité inférieure de R est retournée à la cathode commune et non à la masse générale.

Une autre disposition équivalente est donnée par la figure 16.13. Ici, on a éliminé R_3 et C_3 ; d'autre part, le réglage de volume sonore R_2 prend la place de la résistance de charge, de sorte que R est également éliminée. La tension de polarisation est procurée par C_4 et R_4, qui agissent vis-à-vis de la tension B.F. comme agissent C et R par rapport à la tension H.F., ainsi que le montre la figure 16.7 *b*. Afin de maintenir les variations de la tension de polarisation bien en dessous de la limite audible, on donne à l'ensemble C_4R_4 une constante de temps assez grande, et à R_4 une valeur très élevée, de l'ordre de 10 MΩ, afin que le courant de grille soit faible. Une valeur courante pour C_4 est celle de 0,01 μF (1).

Caractéristiques des détecteurs.

Quand nous avons commencé l'étude des redresseurs, nous avons observé qu'il fallait qu'ils soient non-linéaires pour accomplir leur fonction de redresseurs, mais que si leur non-linéarité consistait en un angle bien net entre deux parties rectilignes, comme par exemple COB sur

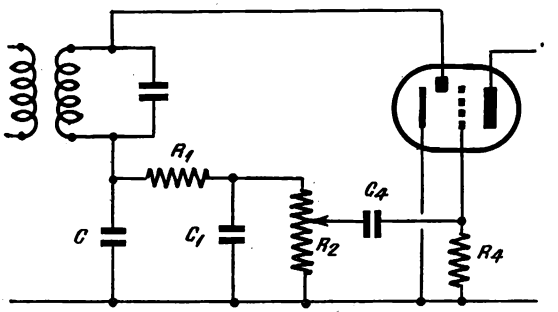


Fig. 16-13. — Disposition équivalente à celle de la fig. 16-12. La polarisation est obtenue par l'emploi d'une résistance de grille de valeur très élevée (R_4).

la figure 16.2, le redresseur lui-même pouvait être qualifié de linéaire (COB, figure 16.4). Mais comme il n'existe pas de redresseurs qui en pratique aient un angle parfait, tous sont plus ou moins non-linéaires. Maintenant que nous avons vu de manière détaillée des circuits de détection complets, nous allons considérer de nouveau ce point.

Les diverses courbes caractéristiques du chapitre IX montrent que le courant plaque d'une lampe commence par s'établir graduellement,

(1) *N. d. t.* — Nous pensons qu'il serait utile de préciser ici la manière dont la polarisation est obtenue. Il suffit de mesurer la tension de grille pour constater qu'elle existe même en l'absence de signal B.F., ce qui prouve qu'elle est due au courant de grille. La faiblesse de ce courant exige une valeur de R_4 très élevée. Quant à la constante de temps, il suffit qu'elle réponde aux conditions énoncées plus haut, et par suite, C_4 peut se réduire à 0,001 ou 0,002 μF. Pour effectuer la mesure, à défaut de voltmètre suffisamment sensible, il suffit de mesurer la tension-plaque moyenne de la triode : on constatera qu'elle ne varie pas, qu'un signal B.F. existe ou non.

mais qu'ensuite, la courbe se redresse considérablement. Toutefois cette linéarité ne vient pas avant que le débit atteigne une intensité de quelques milliampères. Or, s'il nous fallait employer une résistance de charge telle qu'une diode détectrice puisse débiter un courant de plusieurs milliampères, l'amortissement du circuit accordé serait prohibitif (p. 255). Il en résulte qu'en détection, la seule portion de la caractéristique qui nous intéresse est la région des microampères, pour l'étude

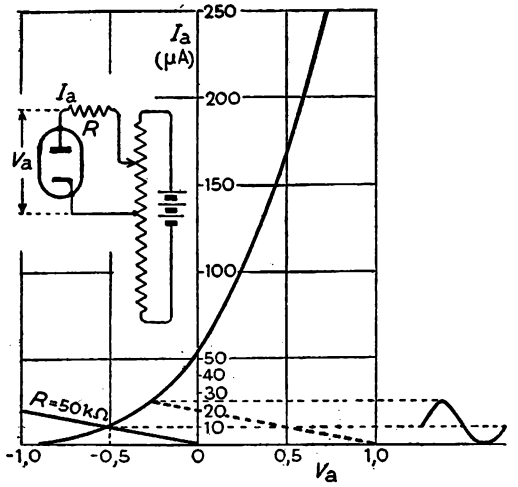


Fig. 16-14. — Le fonctionnement d'un détecteur peut être analysé en détail à l'aide de la technique de la droite de charge.

de laquelle il nous faut une figure donnant une vue agrandie de la courbure inférieure (fig. 16.14). Le courant plaque (I_a) s'amorce normalement pour une tension plaque (V_a) située quelque part entre 0 et — 1,5 V, de sorte que si la cathode et l'anode étaient réunies sans aucune résistance de charge, un courant de l'ordre de 50 μA (dans le cas qui nous concerne) circulerait de l'une à l'autre.

Quand une résistance de charge est insérée dans le circuit, une chute de tension s'y produit; le courant qui y circule rend la plaque négative par rapport à la cathode (1).

Pour connaître la valeur exacte de cette variation de tension, il nous faut employer la méthode de la droite de charge, décrite dans le chapitre XI. Pour la clarté de la figure, adoptons la valeur plutôt basse de 50 kΩ, reliée directement à la cathode (zéro volt). Cela signifie que la droite de charge devra passer par l'origine (point 0 du graphique). Ainsi tracée, cette droite vient couper la caractéristique à — 0,5 V, 10 μA, ces valeurs étant respectivement celles de I_a et V_a dans les conditions adoptées.

Supposons maintenant qu'une petite tension alternative soit appliquée comme signal en série avec R et la diode. L'effet de cette tension

(1) *N. d. t.* C'est ce qui se produit quand on polarise une lampe en insérant une résistance élevée dans son circuit de grille; voir paragraphe précédent.

peut être représenté sur le graphique en faisant vibrer horizontalement la droite de charge à droite et à gauche du point 0, dans des limites correspondant à l'amplitude du signal. Le point d'intersection avec la caractéristique se déplacera de haut en bas et de bas en haut, ce qui représente un courant plaque d'intensité variable, alternant à la fréquence du signal. Si nous supposons que le signal appliqué est, pour commencer, de très petite amplitude — disons par exemple de 0,01 V de pointe — la minuscule portion de caractéristique utilisée est pratiquement rectiligne, et presque aucun redressement ne s'effectue. I_a oscille légèrement en deçà et au-delà de 10 μA, l'alternance négative annulant presque entièrement l'alternance positive. La détection de signaux très faibles ne s'opère donc pratiquement pas.

Si, comme nous l'avons dit plus haut, la courbe partait de zéro en faisant un angle brusque, nous pourrions améliorer le rendement en choisissant cet angle comme point de fonctionnement, soit en appliquant à la diode une polarisation négative, soit en employant une résistance de charge beaucoup plus grande. Mais on a beau regarder à la loupe la partie inférieure de la courbe, on ne découvre aucun angle vif; de sorte que, dans nos tentatives de suppression des alternances négatives, nous arriverions à supprimer les alternances positives également!

Mais imaginons que le signal augmente d'amplitude, et atteigne par exemple une valeur de pointe de 1 V. Déplacer la droite de charge jusqu'à + 1 V produit un courant plaque de 25 μA environ, ce qui équivaut à un résultat net de 15 μA, cependant que du côté des valeurs négatives, on peut atteindre au maximum — 10 μA. Le courant moyen pour un cycle (représenté à l'extrême droite de la figure) se solde par

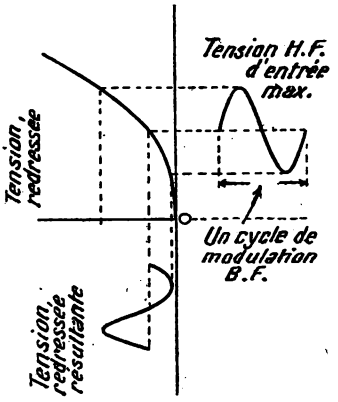


Fig. 16-15. — Graphique de la tension unilatérale résultant du redressement, par rapport à la tension H. F. d'entrée. Il permet d'apprécier la distorsion de la modulation à toutes les amplitudes de signal H. F. et toutes les profondeurs de modulation. Ici la tension d'entrée est modulée à 50 %.

une valeur légèrement positive. Autrement dit, il y a eu dans une certaine mesure (bien petite malheureusement) un redressement d'effectué. Pour voir ce que donnent des tensions de signal de très grande amplitude, il faudrait disposer d'une courbe tracée à une échelle telle que la portion inférieure offre à l'œil l'aspect d'un angle vif, et non d'une ligne incurvée; dans de telles conditions, le redressement approche de la perfection.

Si nous traçons une courbe du courant redressé (ou de la tension produite par le passage de ce courant à travers R), par rapport à la tension du signal, nous obtenons quelque chose qui ressemble fort à la figure 16.15, où l'on constate une assez piètre détection des signaux faibles, détection qui s'améliore à mesure que le signal grandit.

Distorsion due au détecteur.

Examinons maintenant ce qui se produit quand le signal est modulé en amplitude. La puissance du signal croît et décroît périodiquement, selon la fréquence de modulation. La courbe du bas de la figure 16.15 représente, sur l'échelle des volts H.F., un cycle de modulation sinusoïdale à une profondeur de 50 %. C'est donc l'enveloppe des multiples crêtes positives du signal H.F. pendant une période de la B.F. qui a servi à moduler la porteuse. On voit que les alternances positives de la tension redressée correspondante sont plus développées que les alternances négatives: le courant croît plus pendant les premières qu'il ne décroît pendant les secondes. Il en résulte une tension B.F. déformée, comme le montre la courbe située à la gauche de la figure. On voit aussi que pour n'importe quelle profondeur de modulation, une certaine distorsion se produira, mais que la distorsion sera d'autant plus importante que la modulation sera plus profonde.

Un examen plus poussé de la figure 16.15 nous montrera encore que si la porteuse est beaucoup plus puissante — suffisamment pour amener le signal dans la partie droite de la caractéristique — aucune distorsion ne se produira pratiquement tant que la profondeur de modulation ne sera pas suffisante pour amener les creux de modulation dans la partie courbe. Il est évident qu'une onde modulée à 100 % ne pourra jamais donner qu'un signal déformé, car, dans les creux, la puissance étant pratiquement nulle, la tension appliquée au détecteur tombera forcément dans la courbure inférieure (la seule d'ailleurs dont il soit question pour nous); mais, même dans ce cas, plus la tension appliquée au détecteur sera élevée, moins on aura de distorsion, la partie de la tension H.F. tombant dans la portion incurvée étant, à mesure que la tension en question augmente, plus petite en proportion du reste.

De tout cela, il ressort de toute évidence que pour obtenir une reproduction aussi exempte que possible de distorsion causée par la détection, il faut établir un récepteur de façon que le signal H.F. appliqué au détecteur soit aussi fort que possible, c'est-à-dire de l'ordre de plusieurs volts pour le moins.

En discutant de la figure 16.14, nous avons supposé que la résistance de charge n'était pas shuntée par un condensateur réservoir. L'effet de ce condensateur est d'introduire par sa charge une tension de polarisation négative proportionnelle au courant redressé, et, par suite, de faire descendre plus bas sur la courbe le point de fonctionnement initial. Mais, étant donné qu'avec la plupart des lampes le rayon de courbure de la partie inférieure est à peu près constant, cela ne change guère ce que nous avons dit concernant le fonctionnement sans condensateur.

Le grand avantage que présente la détection diode par rapport aux autres procédés, est que le fonctionnement correct ne dépend que de

la tension de signal appliquée : il suffit de s'arranger pour que cette tension ne soit pas trop petite.

Mais il existe une cause de distorsion qui n'est aucunement influencée par la puissance du signal. Dans le circuit de la figure 16.12, la résistance de charge, tant qu'il ne s'agit que du courant continu, est bien R ; mais pour le courant B.F. (qui est un courant alternatif) il existe un autre passage que R : c'est l'ensemble C_2R_2, qui se trouve en parallèle sur R. Comme l'impédance de C_2 est relativement petite, la résistance de charge effective en courant alternatif est bel et bien R

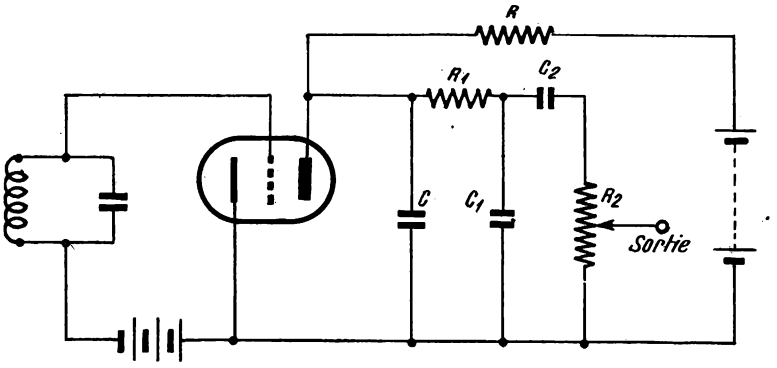


Fig. 16-16. — Détection plaque (comparer avec la figure 16-12).

en parallèle avec $R_1 + R_2$, ce qui fait que cette charge est plus petite que la charge en courant continu. Il en résulte que le courant traversant la diode oscille plus largement autour de la position moyenne quand la porteuse est modulée.

Avec une profondeur de modulation de 100 %, cela ne peut se produire dans les crêtes négatives, car le courant ne peut évidemment être inférieur à zéro. Les crêtes négatives seront donc coupées, ce qui est bien une cause de distorsion. Pour éviter qu'une distorsion se produise sur les signaux à taux de modulation élevé, il faut donc rendre $R_1 + R_2$ beaucoup plus grand que R. Cette condition est remarquablement remplie par le montage figure 16.13.

Détection par la courbure de la caractéristique plaque.

Nous nous sommes arrêtés longuement sur la détection diode, parce que c'est le montage le plus employé actuellement. Nous avons en passant examiné la détection grille, qui s'y rattache de près. Il existe encore un autre dispositif suffisamment important pour que nous en parlions un peu.

Nous avons vu que les caractéristiques I_a/V_g d'une triode (fig. 9.6) sont très analogues par la forme aux caractéristiques I_a/V_a d'une diode

(fig. 9.3). Les deux constituent des conducteurs « à sens unique », et par conséquent des redresseurs. Quand une triode est montée en amplificatrice, on ajuste la polarisation négative de grille de manière à placer le point de fonctionnement sur la partie la plus droite de la courbe (si l'on peut ainsi s'exprimer). Mais en augmentant la polarisation presque jusqu'au point de coupure du courant plaque, on peut employer la lampe comme détectrice, ainsi qu'on le voit figure 16.16; dans cette figure, les divers éléments employés ont été désignés par des lettres qui correspondent à celles de la figure 16.12, afin qu'on puisse plus facilement faire la comparaison.

Cette *détectrice plaque*, comme on la nomme souvent en abrégé, a sur la diode l'avantage que son circuit d'entrée ne débite aucun courant, tant que les pointes de signal H.F. n'amènent la naissance d'aucun courant de grille. Ainsi, ce circuit n'est pas amorti par le détecteur. La puissance absorbée par la résistance de charge est fournie par la source d'alimentation plaque au lieu d'être prélevée sur le circuit accordé.

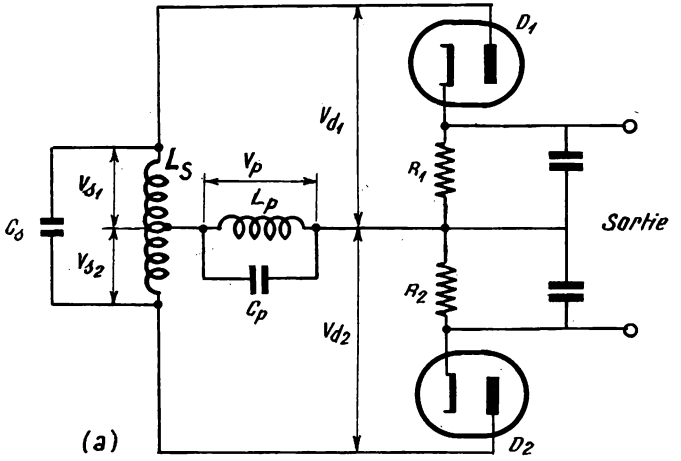
Mais il n'y a pas que des avantages. En particulier, la courbure inférieure de la caractéristique est plus étendue que celle d'une diode, et par conséquent les ennuis dus à cette courbure, et sur lesquels nous nous sommes passablement étendus dans les deux derniers paragraphes, sont encore plus prononcés. Et, ce qui est pire, le remède applicable à la diode, et qui consiste à augmenter l'amplitude du signal jusqu'à ce que la portion incurvée devienne de dimensions négligeables par rapport à la totalité de la portion utilisée, ne peut convenir à la triode, parce qu'on ferait naître un courant de grille aux crêtes positives du signal H.F., crêtes qui seraient redressées en opposition avec le redressement négatif effectué d'autre part, ce qui produirait une distorsion encore pire que celle à laquelle on chercherait ainsi remède. Pour cette raison — et quelques autres — la détectrice plaque est rarement utilisée actuellement, sauf pour certaines applications spéciales.

Détecteurs pour modulation de fréquence.

Le fonctionnement des détecteurs que nous avons examinés jusqu'ici est pratiquement indépendant (ou tout au moins dans de très larges limites) de la fréquence de la porteuse. Il s'ensuit que quand on leur soumet une onde modulée en fréquence (p. 203), le résultat est le même que si elle n'était pas modulée. Pour recevoir des signaux modulés en fréquence, il faut soit convertir les variations de fréquence en variations d'amplitude correspondantes, soit employer un détecteur spécialement approprié à cette tâche.

La première méthode peut s'employer très simplement avec un récepteur ordinaire pour modulation d'amplitude : il suffit de régler l'accord de telle sorte qu'au lieu de coïncider avec le sommet de la courbe de résonance (fig. 8.6), la porteuse vienne sur un des flancs de celle-ci. Comme sa fréquence croît et décroît selon la modulation, l'amplitude de la tension recueillie suit des variations correspondantes, aux-

quelles est sensible le détecteur. Mais comme la pente du flanc de la courbe n'est généralement pas linéaire, il se produit une certaine distorsion: la modulation d'amplitude obtenue n'est pas la réplique fidèle de la modulation originale. De plus, ce qui est bien plus grave, on perd les principaux avantages du procédé, car le récepteur est sensible aux parasites, qui sont des variations d'amplitude. Enfin, la sélectivité et le rendement ne sont pas très bons.



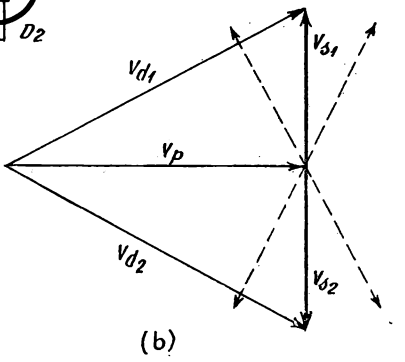


Fig. 16-17. — En a, circuit discriminateur de phase pour détection de la modulation de fréquence. L_p et L_s sont le primaire et le secondaire du transformateur M. F. d'entrée. En b, les vecteurs représentent les tensions marquées à la fréquence de la porteuse. Les pointillés indiquent l'effet de l'excursion de fréquence.

C'est pour ces raisons que les récepteurs destinés à la modulation de fréquence emploient des détecteurs spéciaux (qui ne sont sensibles qu'aux variations de fréquence) et un système de « rabotage » de l'onde reçue (qui en enlève toute variation d'amplitude). Ce dispositif se nomme un *limiteur* (d'amplitude, sous-entendu). Quant au détecteur, il reçoit plus généralement le nom de *discriminateur*. Dans l'un des montages les plus employés, le détecteur de rapport, les deux fonctions sont combinées. Mais pour nous, il sera plus facile de commencer par l'examen des montages où elles s'effectuent séparément.

En étudiant les oscillateurs (p. 187), nous avons vu que si l'amplitude dépasse un certain niveau, la lampe supprime les crêtes positives ou négatives, et parfois les deux. L'étage limiteur d'un récepteur pour modulation de fréquence est généralement équipé d'une lampe qui agit de la sorte vis-à-vis de tous les signaux dépassant une amplitude déter-

minée, relativement petite, et qui, par suite, réduit n'importe quel signal si grand soit-il à passer par la petite porte: s'il n'y passe pas, on lui coupe la tête et les pieds, de sorte que tout ce qui sort a strictement la même amplitude choisie une fois pour toutes. La plupart des parasites sont ainsi complètement éliminés.

La figure 16.17 *a* montre dans ses lignes essentielles le montage Foster-Seeley, nommé *discriminateur de phase*. Il est constitué de deux détecteurs d'amplitude (du type de la figure 16.8 *a*) montés dos à dos, et recevant tous deux la tension de la porteuse H.F. (V_p) du même circuit accordé L_pC_p; de plus, ils reçoivent chacun la moitié de la tension provenant du circuit accordé L_sC_s. L_p et L_s sont les enroulements primaire et secondaire d'un transformateur H.F., et, du fait que ces deux enroulements sont accordés exactement sur la fréquence de la porteuse et couplés d'une manière très lâche, les tensions qu'on trouve à leurs bornes sont déphasées de 90°, comme l'indiquent les vecteurs V_p, V_{s1} et V_{s2} de la figure 16.17 *b*. La tension H.F. totale appliquée à la diode D_1 est par conséquent V_{d1}, et celle appliquée à la diode D_2 est V_{d2}. Ces tensions sont évidemment égales, de sorte que les tensions redressées qu'on trouve aux bornes des résistances de charge R_1 et R_2 le sont aussi. Mais comme elles sont en opposition, le total est nul.

Quand la porteuse est modulée en fréquence, elle oscille de part et d'autre de la pointe de résonance, et, comme nous l'avons vu page 133, l'impédance du circuit accordé passe de la résistance à l'inductance d'un côté, et à la capacité de l'autre. La phase varie de manière correspondante, comme l'indiquent les lignes pointillées de la figure 16.17 *b*; il en résulte que le rapport des tensions V_{d1} et V_{d2} cesse d'être égal à l'unité. $V_{d1} - V_{d2}$ prend une valeur tantôt positive, tantôt négative, selon la fréquence de modulation, et le signal de modulation se trouve reproduit à la sortie.

Les circuits employés en pratique diffèrent par quelques détails du montage représenté sur la figure 16.17 *a*. Par exemple, L_p est alimenté en parallèle comme le circuit accordé de la figure 12.7, et pour une raison similaire; mais le principe d'ensemble n'en est pas changé. Le détecteur de rapport est assez semblable au discriminateur de phase, mais, d'une manière assez subtile, il combine à ses fonctions celle de limiteur. On emploie couramment pour les deux montages des diodes à cristal au lieu des diodes à vide représentées par la figure. Enfin, il existe plusieurs montages entièrement différents, mais relativement peu utilisés.

CHAPITRE XVII

AMPLIFICATION HAUTE FRÉQUENCE

Nécessité de l'amplification H. F.

Notre étude précédente nous a montré que le rendement de tous les types de détecteurs tombe rapidement quand la tension H.F. qui leur est appliquée est inférieure à une valeur de l'ordre de 1 V. Or les signaux captés par les antennes de réception dépassent rarement quelques millivolts, et, bien souvent même, ce n'est qu'en microvolts qu'on peut les chiffrer. Même en tenant compte de l'amplification due à la surtension du circuit accordé, ces valeurs demeurent beaucoup trop basses pour que la détection s'effectue convenablement — et nous préférons ne pas parler de la distorsion à laquelle une telle manière de procéder donnerait lieu.

En pratique, par conséquent, il est à peu près toujours nécessaire d'amplifier les signaux reçus avant de les appliquer au détecteur, et cette amplification s'effectue donc *en haute fréquence.* C'est pour cela que nous ne nous sommes pas occupés des procédés qu'on aurait pu employer pour coupler une antenne à un détecteur.

On pourrait supposer que l'amplification désirée pourrait être obtenue en interposant entre l'antenne et le détecteur un étage à résistances comme celui que nous avons décrit page 168; un tel montage est représenté par la figure 17.1. Dans ce schéma, le circuit accordé d'entrée (auquel est couplée l'antenne) joue le rôle de source de tension H.F. On observera que nous nous sommes conformés à la pratique très courante qui consiste à relier à la terre, en même temps qu'au ple négatif de la source d'alimentation, le plus possible d'éléments du montage. De plus, comme la plaque de la lampe amplificatrice est portée à un potentiel positif relativement élevé, nous avons choisi pour la détection le montage *d* de la figure 16.8. Ici, le condensateur C n'est pas seulement le « réservoir » chargé par la tension redressée provenant de V_2 : il est aussi destiné à isoler l'anode de la diode de la tension plaque de la lampe amplificatrice (p. 185). R_c désigne la résistance de charge de V_1, la majuscule étant employée pour éviter une

confusion avec la résistance interne r_a de cette même lampe (p. 144). Par mesure de simplification, la polarisation de grille de V_1 est fournie par une pile, bien qu'en pratique on emploie généralement d'autres dispositions.

D'après ce qui a été dit dans le chapitre XI, on serait fondé à supposer que le signal prélevé aux bornes du circuit accordé se retrouvera considérablement amplifié aux bornes de R_a, et que la tension recueillie

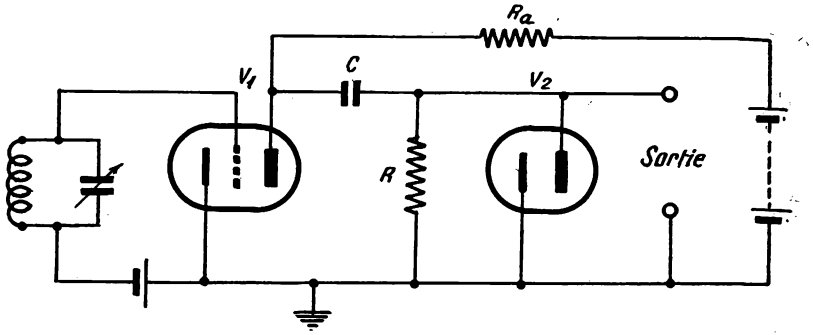


Fig. 17-1. — Cet amplificateur à couplage par résistance n'est pratiquement pas utilisable pour l'amplification H. F.

de la sorte sera suffisante pour actionner convenablement le détecteur. Pourtant, si l'on tentait de réaliser ce montage, on risquerait d'être fort déçu par les résultats obtenus. Il pourrait même arriver que, pour des fréquences élevées comme celles de signaux de télévision ou de modulation de fréquence, la réception soit encore plus faible avec l'étage amplificateur que sans lui. Et pourtant, d'après ce que nous avons vu jusqu'ici, le montage semble très correct.

Capacités parasites.

C'est maintenant que nous commençons à apercevoir la différence qu'il y a entre la pratique et les montages qui paraissent fonctionner « sur le papier ». Car le circuit que nous avons sous les yeux comporte pas mal d'éléments invisibles. Il s'agit, en particulier, de la capacité qui se trouve en parallèle avec R_a. Cette capacité en comprend plusieurs, qui sont la capacité existant entre la plaque de V_1 et la masse, celle de la douille plaque du support de lampe vis-à-vis des autres douilles, celle de l'ensemble du condensateur C, celle de la plaque de V_2, celle du câblage enfin...

Toutes ces capacités, sans qu'il y paraisse, sont bel et bien en parallèle sur la résistance de charge; car, du point de vue de la haute fréquence, la batterie d'alimentation n'est qu'une résistance de très faible valeur, et tout se passe comme si R_a était directement reliée à la masse. Même en prenant le maximum de précautions, la capacité parasite sera au moins de l'ordre de 16 pF; or, à 1 MHz, cela équivaut à 10 kΩ, tandis qu'à 50 MHz, cela ne fait plus que 200 Ω! Alors, peu importe que nous ayons adopté pour R_a une valeur élevée : l'impédance de

charge effective ne peut dépasser ces valeurs. Quelques calculs basés sur ce que nous avons dit dans le chapitre XI nous montreraient que le gain ne peut être qu'assez faible aux fréquences des gammes de radiodiffusion, pratiquement nul et même négatif sur les émissions de télévision qui s'effectuent sur des fréquences porteuses de plusieurs dizaines et même centaines de mégahertz. Mais il y a pire, et nous y arrivons.

L'effet Miller.

Car il existe encore un élément invisible, peut-être le plus inaperçu de tous, et en même temps le plus néfaste : c'est la capacité plaque-grille de la triode (C_{ag}, fig. 17.2). En comptant ce que le câblage y ajoute, elle n'est pas bien énorme — quelque chose de l'ordre de 4 pF.

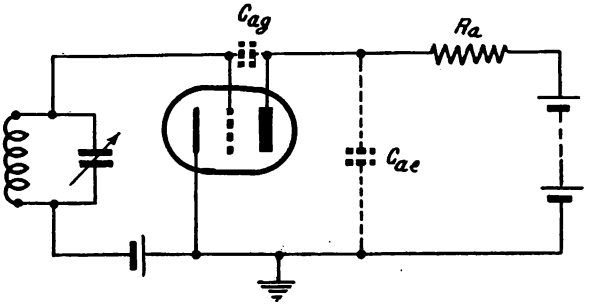


Fig. 17-2. — Les raisons du mauvais fonctionnement de l'amplificateur de la figure 17-1 sont les capacités parasites grille-anode et anode-masse représentées en pointillé.

Sur la même figure, on a également représenté la capacité parasite plaque-masse (C_{ae}). La valeur de R_a a été légèrement réduite, de manière à y comprendre la résistance d'entrée du détecteur. De la sorte, dans l'ensemble, les conditions réelles de fonctionnement sont assez fidèlement reproduites.

Du fait que l'amplification due à la lampe produit dans le circuit de plaque une tension à la fréquence du signal, un petit courant à cette même fréquence retourne, à travers C_{ag} et le circuit de grille, vers la cathode de la lampe. En traversant les éléments du circuit de grille, ce courant y produit une certaine tension, laquelle peut avoir, vis-à-vis du signal qui s'y trouve déjà, n'importe quelle relation de phase. Si elle était en phase avec la tension du signal original, elle s'y ajouterait simplement, et la tension dudit signal s'en trouverait accrue. Mais si elle était déphasée de 180°, elle serait en opposition avec le signal, de sorte que l'énergie prélevée sur le circuit plaque à travers C_{ag} tendrait à amortir le circuit de grille et à réduire la tension apparaissant à ses bornes. Et si, pour soulever une troisième hypothèse, cette tension réinjectée était déphasée de 90° par rapport au signal, elle ne l'augmenterait ni ne le réduirait, mais produirait sur la tension appliquée à la grille le même effet qu'une réactance.

En général, on observera une combinaison de ce dernier cas avec l'un des deux autres.

Dans un circuit pris en particulier, la phase dépend de la nature de l'impédance se trouvant dans le circuit de plaque, impédance que nous nommerons Z_a. Et pour commencer, négligeons C_{ae}, pour considérer le cas où Z_a est une résistance, puisque nous avons vu (p. 170) que la tension de signal dans le circuit plaque d'une lampe amplificatrice à résistances est opposée en polarité à la tension appliquée à la grille, et A fois plus grande, A désignant l'amplification procurée par l'étage. Dans ce cas, chaque volt de signal appliqué à la grille produit dans le circuit de plaque une tension égale à A + 1 volts.

Examinons maintenant la figure 17.3 *a*, dans laquelle C est un condensateur dissimulé dans une boîte, et branché en série avec un appareil de mesure spécial, capable d'indiquer la charge pénétrant dans le condensateur quand on ferme l'interrupteur. Comme la capacité est égale à la charge qui élève de 1 V la d.d.p. à ses bornes, nous sommes en possession d'un moyen de mesurer C. Mais supposons (*b*) qu'un diable caché lui aussi dans la boîte (ce qui est bien dans la nature de certains diables) s'amuse à brancher, au moment où nous établissons le contact avec notre pile de 1 V, une batterie de A volts en série avec C. La tension de charge est alors de A + 1 V, et notre appareil de mesure indique une charge A fois plus grande que celle qu'il indiquerait sans l'intervention démoniaque dont nous avons parlé. Comme nous ignorons ce qui se passe, nous nous imaginons que le condensateur contenu dans la boîte a une capacité égale à A + 1 fois C. Pour les mesures effectuées de l'extérieur, les boîtes *b* et *c* paraissent identiques.

Ainsi, l'effet de la capacité plaque-grille est de faire fonctionner notre amplificateur exactement comme si une capacité égale à A + 1 fois C_{ag} était branchée aux bornes du circuit accordé. Comme A peut être de l'ordre de 50 sinon plus, la capacité apparente peut dépasser 100 pF.

Si Z_a est une inductance, la phase de la tension renvoyée au circuit d'entrée sera telle qu'elle renforcera la tension de signal appliquée à la grille.

Si, en revanche, Z_a est une capacité, la tension en question sera en opposition avec le signal d'entrée, et par suite l'affaiblira. Le résultat sera le même que si une dérivation enlevait au circuit de grille une portion de ce signal, effet d'amortissement analogue à celui qu'on cherche précisément à éviter en polarisant négativement la grille (p. 150).

Cet effet de contre-réaction dû à la capacité C_{ag} est nommé *effet Miller*, du nom de J.M. Miller, qui l'a découvert. Comment s'applique-t-il à notre tentative d'amplification au moyen du schéma figure 17.2?

Aux très hautes fréquences, Z_a est surtout capacitive, parce que C_{ae} a une impédance si basse que presque tout le courant passe par cette voie plutôt que par R_a. Dans ce cas, l'effet Miller cause surtout un affaiblissement du signal. Cet affaiblissement ne sera pas considérable, du fait que la valeur réduite de Z_a rend A très faible aussi. Mais cela ne nous avance guère!

Aux fréquences de l'ordre de 1 MHz, employées pour la radiodiffusion, la réactance de C_{ae} et la résistance R_a sont à peu près du même ordre de grandeur, auquel cas elles seront en quelque sorte repor-

tées toutes deux en shunt sur le circuit d'entrée. Comme Z_a atteint dans ce cas une valeur relativement importante, on pourrait obtenir une amplification substantielle sans le fait que plus cette amplification est grande, plus elle tend à se détruire elle-même par suite de l'effet Miller...

Donc, il semble bien qu'avec un amplificateur basé sur ce principe, nous sommes dans tous les cas voués à l'échec. Quelle que soit la fréquence, dans n'importe quelle partie de la gamme pourtant si étendue que l'on emploie, l'amplification fournie par la lampe se réduit à peu de chose, sinon à rien du tout.

Montage à plaque accordée.

Essayons de nous attaquer pour commencer à l'une de nos deux grandes sources d'ennuis, la capacité C_{ae}. Dans le chapitre VIII, nous avons vu comment il est possible de se débarrasser d'une capacité de

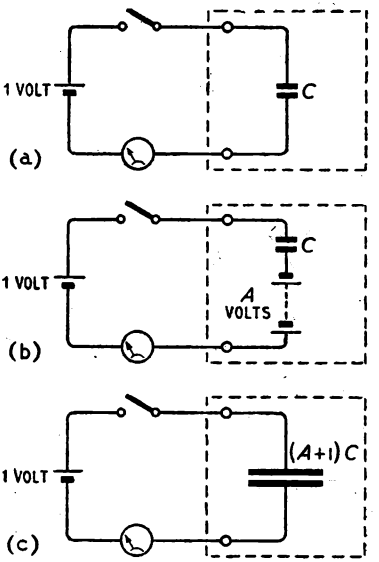


Fig. 17-3. — Comment l'introduction d'une tension supplémentaire (due par exemple à la capacité grille-plaque) équivaut à une multiplication de capacité.

ce genre en l'intégrant dans celle d'un circuit accordé, qu'il soit série ou parallèle. Ici, nous avons besoin d'une impédance élevée, et, par conséquent, ce sera le circuit parallèle qu'il nous faudra adopter. La figure 17.1 nous a montré que la capacité parasite C_{ae} était en parallèle avec la résistance de charge R_a; par conséquent, si, comme le montre la figure 17.4, nous remplaçons R_a par une inductance de valeur convenable, la capacité parasite ne nous gênera plus.

Un des avantages de ce montage est que L_a sert à laisser passer en même temps le courant plaque, et qu'étant donnée la faible résistance ainsi interposée dans le circuit, la tension plaque effective sera bien plus élevée que dans le montage précédent. L'inductance à employer,

pour une capacité donnée, dépend évidemment de la fréquence. En pratique, on dispose, pour effectuer l'accord sur une gamme étendue, de deux procédés concurrents. Ou bien on fait varier l'inductance en y déplaçant un noyau de poudre de fer ou de ferrite magnétique, ce qui constitue l'accord par *perméabilité variable*, ou bien on se sert d'un condensateur variable, branché aux bornes d'une inductance fixe. C'est ce condensateur variable qui est représenté en pointillé sur la figure 17.4. Dans ce cas, c'est donc la réactance à neutraliser que l'on fait varier, et la capacité du condensateur C_a s'ajoute en parallèle sur C_{ae}.

Quand l'impédance de couplage ainsi réalisée est accordée sur la fréquence du signal que l'on désire recevoir, elle se comporte vis-à-vis de ce signal comme une résistance de valeur élevée: c'est la résistance dynamique du circuit (p. 132). Pour cette fréquence particulière, nous avons réalisé l'équivalent de l'irréalisable amplificateur à couplage purement résistif de la figure 17.1, et nous y avons apporté deux améliorations: amplification maximum atteinte uniquement sur la fréquence du signal désiré, et chute de tension négligeable dans le circuit plaque, comme nous l'avons dit plus haut. La première de ces améliorations est la plus intéressante, car elle correspond à un accroissement de la sélectivité. C'est là une question que nous discuterons en détail dans le prochain chapitre.

Le gain procuré par un amplificateur à plaque accordée se calcule au moyen de la formule $A = -\mu R/(R + r_a)$, que nous avons donnée page 172 à propos de l'amplificateur à résistances. Dans le cas présent, R sera la résistance dynamique du circuit accordé.

Maintenant que nous avons trouvé un remède à la capacité parasite C_{ae}, que ferons-nous pour remédier à C_{ag}?

Instabilité.

Tant que le circuit plaque de la figure 17.4 est accordé exactement sur la fréquence du signal reçu, il est purement résistif, de sorte que l'effet Miller ne cause aucun renforcement ou affaiblissement du signal appliqué à la grille; il ajoute en ce point, comme nous l'avons vu plus haut, une capacité apparente supplémentaire qui ne fait que réduire la valeur de la capacité nécessaire à l'accord du circuit d'entrée. Mais si l'on augmente la fréquence du signal (ou la capacité C_a), un courant de plus grande intensité circule à travers cette capacité (et, naturellement, à travers C_{ae} aussi) qu'à travers L_a, de sorte que l'ensemble du circuit plaque devient capacitif. Dans ce cas, comme nous l'avons dit, la tension renvoyée au circuit de grille tend à affaiblir la tension du signal.

Mais si, d'un autre côté, la fréquence du signal (ou la capacité C_a) diminue, le courant le plus important circulera à travers L_a, et le circuit sera inductif; dans ce cas, la tension renvoyée au circuit de grille augmentera celle du signal. Cela pourrait paraître une bonne chose; mais il se fait que ce signal augmenté est amplifié de nouveau par la lampe, qu'il s'ensuit une augmentation de la tension renvoyée à la grille, laquelle est encore amplifiée, etc., de sorte qu'en peu d'instants l'am-

plitude de sortie prend des valeurs démesurées, sans aucun rapport avec le signal d'entrée. Notre amplificateur est devenu un oscillateur d'un type bien connu d'ailleurs, puisque c'est l'oscillateur « T.P.T.G. » de la figure 12.9.

Cela ne veut pas dire qu'obligatoirement le montage entrera en oscillation. Il ne le fera pas tant que la tension renvoyée au circuit de grille à travers C_{ag} n'atteindra pas une valeur au moins égale à celle de la tension du signal appliqué à la grille, et ne sera pas en phase avec cette dernière tension. Cela suppose une amplification rela-

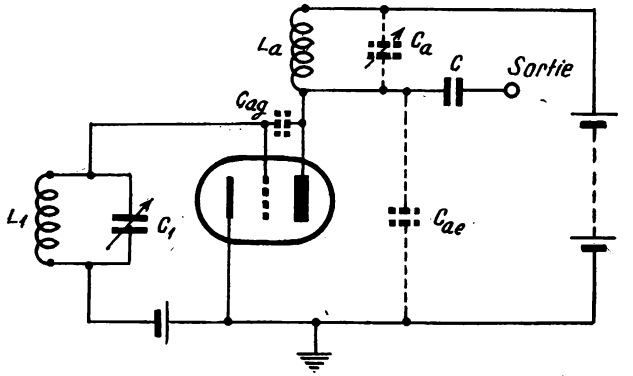


Fig. 17-4. — L'effet de C_{ae} dans la figure 17-2 peut être éliminé en remplaçant la résistance de charge par un circuit accordé. Mais l'ennui dû à C_{ag} persiste.

tivement faible. Mais dès que l'amplification atteint par contre une valeur relativement importante, il est à peu près certain que l'accrochage se produira. Meilleur est l'amplificateur, plus le risque d'oscillation est grand. Si, par exemple, A est de 50, un cinquantième seulement de la tension H.F. du circuit plaque renvoyée à la grille provoquera l'amorçage des oscillations.

L'effet d'une oscillation constante dans un récepteur est un violent bruit de souffle et une série de sifflements quand on passe sur l'accord des stations. Un récepteur qui a tendance à osciller est dit *instable.*

Du fait qu'il suffit, comme nous l'avons vu, d'un léger désaccord du circuit plaque pour provoquer l'accrochage des oscillations, on pourrait supposer que, pour les empêcher, il suffirait de l'accorder exactement. Cela aurait en outre l'avantage de faire concorder le réglage du circuit de plaque avec celui du circuit de grille, et avec la fréquence de l'émetteur reçu; mais juste à côté de ce réglage l'oscillation serait toujours possible, et le moindre signal de fréquence voisine — voire la seule agitation des électrons dans les circuits — la déclencheraient de nouveau.

Neutralisation ou « neutrodynage ».

Il existe cependant au moins un moyen de rendre l'amplification stable: c'est de renvoyer au circuit de grille une seconde tension égale

à la première, mais de phase opposée. La figure 17.5 montre comment on peut modifier dans ce sens le montage de la figure 17.4. On fait une prise au milieu de l'inductance L_a, de manière que le circuit de plaque comporte, par rapport à la prise en question (par laquelle se fait l'alimentation), deux moitiés symétriques. Cette prise est, du point de vue des signaux amplifiés, un point neutre, c'est-à-dire dépourvu de potentiel H.F. Entre la grille et l'extrémité opposée à la plaque, on place un petit condensateur C_n. A cette extrémité, la tension H.F. est de phase opposée à celle qu'on trouve sur la plaque. Si C_n, qui est ce qu'on nomme le *condensateur de neutrodynage* (ou de neutralisation) a une capacité égale à C_{ag}, la tension renvoyée à la grille, étant la résultante de deux tensions égales et de phases opposées, sera nulle ou extrêmement petite.

Quand on ne disposait que de triodes pour l'amplification des signaux radioélectriques, ce montage était le seul moyen de réaliser des amplificateurs H.F. fonctionnant correctement. Actuellement, comme les transistors en sont encore au stade correspondant, la neutralisation est toujours employée dans les amplificateurs H.F. qui les utilisent. On se sert également de ce montage dans les étages H.F. des émetteurs travaillant sur une fréquence fixe. Mais dans les récepteurs qui doivent être accordés sur une gamme de fréquences relativement étendue, il est

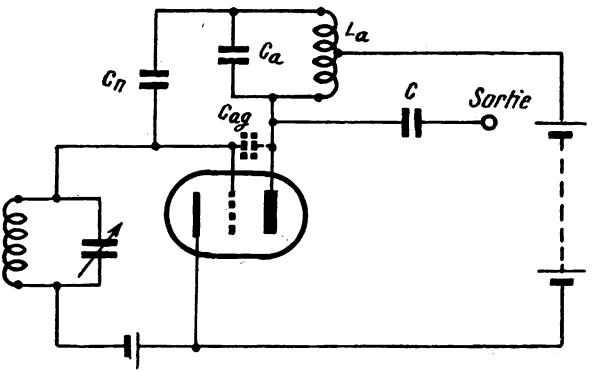


Fig. 17-5. — Un des moyens de supprimer l'effet de la tension renvoyée au circuit de grille via C_{ag} est d'introduire dans ce même circuit une seconde tension, égale et de phase opposée, par le truchement de C_n.

difficile d'obtenir un réglage de C_n qui convienne parfaitement à toutes les fréquences; une solution plus satisfaisante a été découverte, et c'est d'elle que nous allons maintenant nous occuper.

Ecrans et blindages.

La capacité existant entre deux corps peut être supprimée en interposant une plaque métallique de dimensions suffisantes, plaque qui doit en outre être reliée à la terre. Le fonctionnement d'un tel *écran*

ou blindage peut se comprendre si on examine la figure 17.6 *a*, dans laquelle on a représenté, au moyen de deux armatures A et B séparées par un espace empli d'air, une capacité parasite. La f.é.m. alternative E, par suite de la présence de cette capacité, pourra faire circuler un courant suivant le circuit Terre-E-A-B-Z_1-Terre. Aux bornes

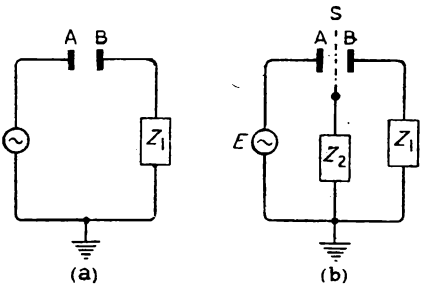


Fig. 17-6. — Illustration de la théorie de l'écran statique.

de Z_1, qui est une impédance quelconque placée entre B et la terre, le passage du courant produira une d.d.p. qui constituera la tension apparaissant en B par suite de la capacité parasite AB.

En *b* de la même figure, on voit une troisième plaque S, plus grande que les deux armatures originales, placée entre A et B de telle sorte qu'aucune ligne de force ne peut passer directement de A à B. A présent, il n'existe donc plus de capacité directe entre A et B, mais nous avons à la place deux capacités, AS et SB, qui se trouvent en série. Si une impédance Z_2 est branchée entre S et la terre, le courant passant dans le circuit Terre-E-A-S-Z_2-Terre produira une d.d.p. aux bornes de Z_2. Comme Z_2 fait aussi partie du circuit de droite, la tension apparaissant à ses bornes produira dans ce circuit (Terre-Z_2-S-B-Z_1-Terre) un courant qui fera apparaître une d.d.p. en B. Donc, jusqu'ici, la plaque S ne constitue pas un écran efficace entre A et B. Une capacité subsiste entre ces deux armatures, capacité qui, si Z_2 est infinie, est le total des capacités AS et SB en série. Si S est mince, cette capacité sera pratiquement égale à la capacité directe originale.

Mais imaginons maintenant que nous court-circuitions Z_2. Un courant passera dans le circuit de gauche, mais comme il n'existe aucune impédance commune aux deux circuits, il ne se produira nulle part de tension susceptible d'en faire naître un dans celui de droite. Peu importe la valeur des tensions appliquées en A; elles n'en feront apparaître aucune en B, même si des courants d'intensité considérable retournent à la terre à travers S. La capacité effective entre A et B est annulée par la présence de l'écran.

Il est très important de remarquer que S ne constitue un écran efficace que s'il est bien relié à la terre, soit par une connexion directe, soit par une impédance de valeur négligeable.

Lampe à écran.

C'est ce principe que l'on a employé pour réduire la capacité grille-plaque d'une lampe. Un écran est placé entre la grille et la plaque,

à l'intérieur de l'ampoule, écran qui se prolonge vers le bas et même sous le support de lampe, afin de séparer les fils de connexion reliant à l'extérieur ces deux électrodes. Dans certaines lampes, la grille (ou la plaque) est connectée à une borne située au sommet de l'ampoule, toujours en vue de réduire la capacité grille-plaque.

Il est évident qu'un écran de métal plein, tout en procurant un blindage parfait, interromprait complètement le courant d'électrons circulant de la cathode à l'anode. C'est pourquoi l'écran employé en pratique est fait de toile métallique, ou n'est tout simplement qu'une seconde grille dite *grille-écran*, analogue à la première, dite *grille de commande*. Les espaces existant entre les fils laissent librement circuler les électrons et affectent remarquablement peu l'effet de blindage. Dans une lampe sans écran, la capacité C_{ag} est normalement de l'ordre de 1 à 4 pF, tandis qu'avec un écran comme ceux que nous venons de décrire, cette capacité est réduite à une valeur de l'ordre de 0,01 pF, et peut même descendre à moins de 0,002 pF.

Si l'écran, pour être mis à un potentiel nul en H.F., était relié directement à la cathode, il empêcherait l'effet d'attraction de l'anode de s'exercer sur les électrons. Les électrons proches de la grille ne seraient pas incités à poursuivre leur chemin, et le courant plaque tomberait presque à zéro. Mais, comme le montre la figure 17.6, le blindage reste efficace si on rend Z_2 très petite ; de sorte que si nous mettons l'écran au potentiel de la cathode, du point de vue de la H.F., en branchant entre ces électrodes un condensateur de grande capacité, il sera possible d'appliquer à l'écran une tension positive convenable.

La partie de la lampe qui comprend la cathode, la grille de commande et l'écran est une triode, et pourrait être employée comme telle, l'écran servant d'anode. Le courant total n'est pratiquement pas affecté par la valeur de la tension appliquée à cette dernière électrode, l'écran empêchant son champ électrique de s'exercer sur ce qui se trouve en deçà.

Mais si, comme on le fait généralement, l'écran reçoit une tension positive de l'ordre de 100 V, les électrons provenant de la cathode subissent du fait de cette tension une telle accélération que quand ils arrivent à l'écran, à moins qu'ils ne heurtent accidentellement l'un des fils qui le composent, ils le traversent à pleine vitesse. Ce qui advient d'eux à partir de ce moment dépend essentiellement du potentiel de l'anode. S'il est nul ou négatif, pratiquement tous les électrons s'arrêteront avant de l'atteindre et retomberont sur l'écran, exactement comme fait une balle lancée en l'air. Mais si la tension appliquée à l'anode est suffisamment élevée (dans le sens positif s'entend), elle attirera et retiendra les électrons qui s'en approcheront. Comme le nombre de ces électrons dépend principalement du potentiel de l'écran et fort peu de celui de l'anode, augmenter le potentiel de celle-ci au-delà d'une certaine tension n'a que très peu d'effet sur l'intensité du courant anodique.

De la sorte, le courant total circulant dans la lampe (pour une tension donnée de la grille de commande) est déterminé surtout par le potentiel de l'écran ; mais la manière dont ce courant se partage entre l'écran et l'anode dépend aussi du potentiel de l'anode.

Caractéristiques d'une lampe à écran.

Ce que nous venons de dire peut se voir encore plus clairement en examinant la figure 17.7. C'est un jeu de courbes du courant plaque par rapport à la tension dans une lampe à écran de modèle ancien. Précisons ici qu'une telle lampe, ayant quatre électrodes, se nomme par

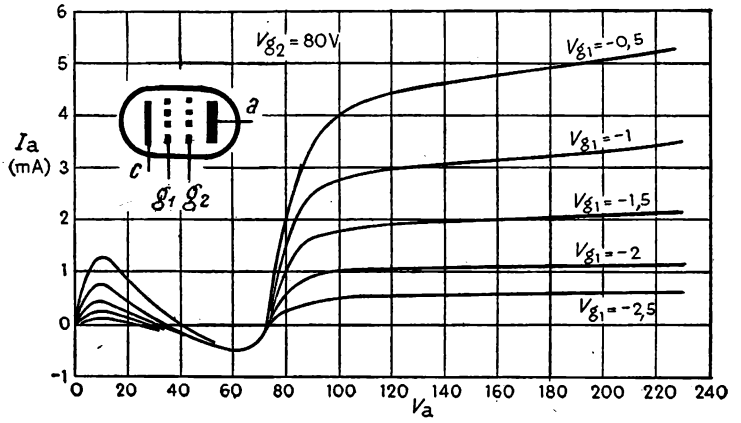


Fig. 17-7. — Courbes caractéristiques d'une lampe à écran de type ancien.

conséquent une *tétrode*. Et saisissons l'occasion de faire connaissance avec la manière standard de désigner, dans les tableaux ou manuels de caractéristiques, les diverses électrodes des lampes, ainsi que les tensions et courants correspondants.

Quand il s'agit de lampes qui, comme notre tétrode, ont plus d'une grille, on numérote ces grilles en commençant par celle qui est la plus rapprochée de la cathode. Par conséquent, dans notre cas, la grille de commande s'appellera g_1 et l'écran g_2. V_{g2} et I_{g2} désigneront respectivement la tension appliquée à l'écran et le courant que celui-ci recueille. Toutes les tensions sont, comme de coutume, mesurées à partir du potentiel de la cathode, désignée par la lettre k. Les symboles utilisés pour tous les différents types de lampes sont représentés page 437.

Si maintenant nous revenons aux courbes de la figure 17.7, nous constatons que le courant plaque est commandé par V_{g1}, tout comme dans une triode. Mais les courbes diffèrent considérablement, par la forme, des courbes correspondantes d'une triode. Attachons-nous pour le moment aux parties situées du côté droit de la figure et qui correspondent à des tensions V_a nettement supérieures à V_{g2} (tension fixée dans le cas présent à 80 V). Le courant de plaque augmente très peu quand on augmente la tension appliquée à cette électrode. Pour exprimer ce fait en d'autres termes, on peut dire que r_a est beaucoup plus élevée que dans une triode de type comparable. Pour la

courbe $V_{g1} = -1{,}5$ V, I_a change de 0,2 mA pour un changement de tension V_a égal à 100 V, ce qui dénote une résistance r_a égale à $100/0{,}2 = 500$ kΩ.

Mais dans la même région, un changement de V_{g1} égal à 1 V fait changer I_a d'environ 2 mA, de sorte que g_m est de 2 mA/V. Si nous en tirons μ de la manière usuelle (p. 148), nous obtenons $\mu = 500 \times 2 = 1000$. Par conséquent, l'introduction d'un écran a non seulement supprimé pratiquement C_{ag}, mais aussi augmenté d'une manière surprenante la résistance interne et le coefficient d'amplification. En outre, ces derniers varient beaucoup plus avec les tensions appliquées aux électrodes qu'ils ne le font dans la triode, où ils sont déterminés surtout par les dimensions et l'écartement des électrodes. La pente reste néanmoins tout à fait normale, du fait que l'influence de la grille de commande n'est pratiquement pas affectée par la division de la structure de ce qui suit; le facteur déterminant à ce point de vue est l'espace cathode-grille.

Si la portion des courbes située du côté droit correspond à ce qu'on attendait, il n'en va pas de même du reste. En particulier, quelle peut donc être la cause du creux insolite que l'on voit à gauche de la figure?

Emission secondaire.

Si le seul effet de l'augmentation de la tension plaque, à partir de zéro, était de prendre à g_2 de plus en plus d'électrons, les courbes I_a/V_a prendraient l'allure de la courbe en pointillé de la figure 17.8. Mais il arrive que, quand des électrons bombardent une électrode, ils en arrachent fréquemment d'autres électrons qui s'y trouvaient déjà. Cet effet est ce qu'on appelle l'*émission secondaire*. Une fois libérés, les *électrons secondaires* sont attirés par le corps voisin portant la charge la plus positive, exactement comme s'ils avaient été émis par une cathode de type normal. L'émission secondaire ne s'observe pas avec la triode dans les conditions normales d'emploi, parce qu'alors la seule électrode qui subisse un bombardement violent est la plaque, qui est en même temps l'électrode la plus positive, ce qui fait que si des électrons secondaires s'en échappent, ils retombent immédiatement dessus. Mais la situation est différente avec la tétrode.

Quand la tension plaque s'élève à partir de zéro, la courbe I_a suit d'abord la ligne pointillée (portion A); toute l'émission secondaire provenant de g_2 retombe sur cette électrode, et V_a n'a pas une valeur suffisamment élevée pour que la plaque libère des électrons. Vers le point B, l'émission secondaire de la plaque commence à se manifester, mais comme g_2 est beaucoup plus positive qu'elle, tous les électrons s'y précipitent, d'où la diminution du courant plaque. Comme nous l'avons dit, l'augmentation de V_a n'a que peu d'effet sur le nombre des électrons arrivant à la plaque, mais elle accroît la vitesse incidente de ces électrons, et, partant, l'émission secondaire, c'est-à-dire le nombre de ceux qui la quittent; d'où cette situation paradoxale de l'augmentation de V_a causant une diminution de I_a.

C'est ce que représente la pente négative de la courbe entre B et C; dans cette plage de tension, r_a est négative. Il va de soi qu'une telle expression concernant une résistance ohmique de type courant serait un pur non-sens; mais, comme nous l'avons vu page 170, r_a n'est pas une résistance, mais simplement un fait physique assimilable à cette notion, pour des raisons de commodité.

Certains types de surfaces d'électrodes émettent plus d'un électron secondaire pour chaque électron primaire, et de ce fait résulte un courant plaque négatif, comme celui qui est représenté par la zone C.

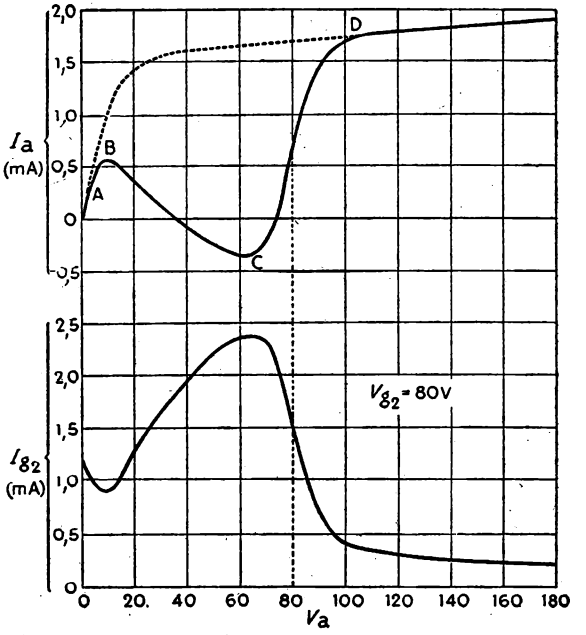


Fig. 17-8. — La ligne en pointillé indique la forme que prendrait la courbe du courant plaque sans l'effet d'émission secondaire, qui produit, dans les tétrodes, l'anomalie BC. Le graphique du bas indique la variation correspondante du courant de grille-écran.

Au-delà de ce point, V_a approche de V_{g_2}, puis dépasse cette tension, de sorte qu'un nombre d'électrons secondaires de plus en plus grand retourne à la plaque, jusqu'au moment où finalement plus un seul n'est capté par g_2. La courbe rejoint alors en D la ligne pointillée, et à partir de ce moment, l'émission secondaire n'a plus aucun effet sur le courant plaque.

La courbe représentant I_{g_2}, dans le bas de la figure, a comme on le voit une forme symétrique: c'est à peu de chose près la courbe I_a renversée. Si on additionne ces deux courants, on obtient un total à peu près constant pour toutes les valeurs de tension plaque, ce qui confirme ce qui a été dit, savoir que le courant total est à peine influencé par V_a. Le courant d'écran, qui représente de l'énergie dissipée en pure perte, est maintenu aussi faible que possible par une étude soignée de la forme des électrodes.

La penthode.

L'effet d'émission secondaire produit un sérieux trou dans l'étendue utilisable de la caractéristique plaque : la lampe ne peut amplifier correctement que si V_a est constamment supérieur de beaucoup à V_{g_2}. Il n'est pas très grave d'avoir à fournir aux deux électrodes des tensions différentes ; l'ennui le plus sérieux est que si la lampe est appelée à recevoir une tension de signal assez importante, il faut prendre garde à ce que les alternances négatives n'amènent pas le potentiel de plaque dans la région de la forte pente, où le brusque changement de valeur de r_a produirait une distorsion.

On a inventé plusieurs méthodes susceptibles de supprimer le coude dû à l'émission secondaire ; on obtient ainsi une courbe comme celle qui est tracée en pointillé sur la figure 17.8. La méthode la plus employée consiste à placer, entre l'écran et la plaque, une troisième grille dite *grille suppresseuse* (d'émission secondaire, évidemment). Une lampe ainsi construite, et qui possède par conséquent cinq électrodes, se nomme une *penthode*. La grille suppresseuse (g_3) est habituellement connectée à la cathode, c'est-à-dire à une tension de zéro volt, et empêche les électrons secondaires de revenir de la plaque vers l'écran. Les électrons primaires, qui se déplacent plus rapidement, possèdent suffisamment d'énergie pour traverser g_3 et atteindre la zone d'attraction de la plaque.

Dans beaucoup de penthodes, g_3, au lieu d'être reliée intérieurement à la cathode, possède une connexion séparée (en argot technique, on dit qu'elle est « sortie ») ; de la sorte, on peut la faire servir à certains usages spéciaux.

L'addition de g_3, maintenue constamment à un potentiel nul, tend à réduire encore l'influence de la plaque sur le courant cathodique. En d'autres termes, on dira que la penthode a une résistance r_a et un coefficient d'amplification μ encore plus élevés que ceux d'une tétrode de type correspondant. Comme, dans un amplificateur H.F., r_a est en shunt sur le circuit accordé de plaque, l'amortissement est d'autant plus réduit.

Les penthodes ont donc sur les tétrodes plusieurs avantages qui font que ces dernières sont actuellement tombées en désuétude. La réduction de l'amortissement du circuit plaque procure une certaine amélioration de la sélectivité ; on peut faire manier à la lampe un signal aussi important qu'on le désire, la tension plaque pouvant tomber momentanément sans inconvénient à une valeur de l'ordre de 20 V ; enfin, quand ceci est nécessaire, on peut alimenter la plaque et l'écran sous la même tension.

Amplification au moyen de lampes à écran.

L'amplificateur H.F. de la figure 17.4, pratiquement inutilisable à cause de la tendance à l'oscillation due à la capacité grille-plaque de la triode, peut être transformé d'une manière très simple en un montage

de tout repos: il suffit de remplacer la triode par une lampe à écran, et de fournir à g_2 la tension que recommande le fabricant de lampes. Quelques modèles sont conçus pour fonctionner avec une tension d'écran égale à V_a, de sorte que g_2 peut être reliée directement au + H.T. alimentant la plaque. Plus souvent, on emploie une tension inférieure qui est fournie par une résistance chutrice, comme on le voit sur la figure 17.9. Le fabricant fournit la valeur de I_{g2} pour la tension V_{g2} spécifiée, de sorte que le calcul de R_s est un simple exercice sur la loi d'Ohm. Dans tous les cas, un condensateur C_s, dont la réactance

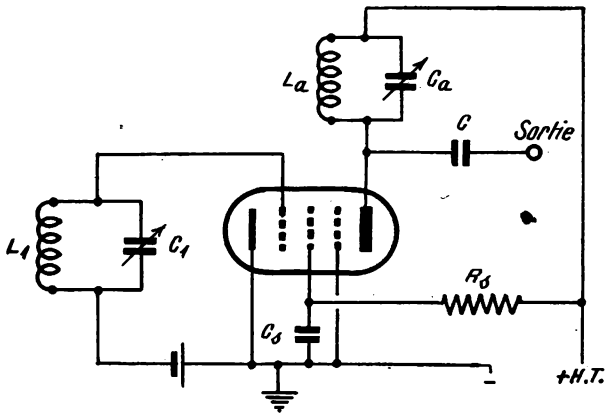


Fig. 17-9. — Modification du schéma 17-4, qui rend le montage utilisable moyennant l'emploi d'une lampe à écran.

ne doit pas être supérieure à quelques ohms aux fréquences amplifiées, doit relier par le chemin le plus court possible g_2 à la cathode ou à la terre (masse générale), afin de stabiliser le potentiel de g_2.

Nous avons déjà vu que le gain de tension fourni par un étage d'amplification à circuit plaque accordé peut se calculer au moyen de la même formule que le gain d'un amplificateur à résistances : $A = \mu R/(R + r_a)$, où R est la résistance dynamique du circuit accordé, y inclus la résistance d'entrée de l'étage suivant et tout ce qui peut se trouver en shunt sur le circuit. Mais nous avons aussi noté que dans les penthodes, μ et r_a varient considérablement avec les conditions d'emploi, et sont tous deux bien plus élevés que dans les triodes. Des valeurs typiques sont $\mu = 2000$ et $r_a = 1$ MΩ. Or, la valeur de R atteint rarement le dixième de celle de r_a, et même est souvent bien moindre; de sorte que si l'on considère qu'il est difficile de connaître la valeur de r_a avec une précision supérieure à 10 %, il est permis en bonne approximation de négliger R vis-à-vis de r_a, et d'écrire $A \# \mu R/r_a$. Mais μ/r_a est aussi g_m (ou S), de sorte qu'on peut encore simplifier, et écrire:

$$A \# SR.$$

C'est beaucoup plus simple que la formule dont nous sommes partis ; deux paramètres relativement variables ont été remplacés par un seul (g_m ou S) qui, pour une lampe donnée, est relativement constant. Les unités les plus commodes à utiliser sont S en mA/V et R en kΩ.

On voit qu'à condition que r_a soit beaucoup plus grande que R (ce qui est pratiquement toujours vrai), les conditions requises pour obtenir un gain élevé d'une penthode sont une forte pente (S) et une charge possédant une résistance dynamique aussi grande que possible.

Aux fréquences très élevées (30 à 300 MHz), il n'est pas possible de réaliser des circuits accordés ayant des résistances dynamiques comparables à celles des circuits utilisés sur les gammes de radiodiffusion à ondes moyennes. Même si c'était possible, on n'en tirerait pas grand profit, car pour de multiples raisons, ces circuits se trouveraient amortis par des impédances relativement basses placées en shunt sur eux. Par exemple, les fréquences de modulation utilisées en télévision s'élèvent à plusieurs MHz, et, à de telles fréquences, la capacité parasite aux bornes de la résistance de charge du détecteur constitue un chemin de fuite d'impédance si basse que ladite résistance ne peut guère dépasser quelques milliers d'ohms si l'on veut maintenir un niveau raisonnablement constant à toutes les fréquences.

D'autre part, notre étage H.F. est souvent utilisé pour en attaquer un second semblable ; or, aux très hautes fréquences des porteuses employées, le *temps de transit* des électrons, c'est-à-dire celui qu'ils emploient à traverser la lampe, et que nous avions jusqu'ici considéré comme négligeable, devient relativement important par rapport à la durée d'une période du signal H.F. Il en résulte un effet similaire, dans ses conséquences, à l'effet Miller, avec un circuit plaque capacitif, et qui rend très basse la résistance d'entrée d'un étage. Donc, d'une façon comme d'une autre, la résistance dynamique globale R est forcément basse ; de sorte que pour maintenir un gain suffisant par étage dans les récepteurs de télévision et autres appareils employant de très hautes fréquences, il a fallu mettre au point des lampes ayant une pente (S ou g_m) très élevée. Des valeurs de 5 à 12 mA/V sont courantes en télévision, alors que pour des fréquences plus basses, elles sont de l'ordre de 1,5 à 3 mA/V.

A ces fréquences, employées en radiodiffusion, il est possible d'obtenir une résistance dynamique globale très élevée, de l'ordre de R = 100 kΩ. Il pourrait sembler qu'en utilisant de telles résistances de charge avec des lampes à très forte pente, un gain de 500 et même plus pourrait être obtenu avec un seul étage. Mais il faut se rappeler que si la tension de signal sur la plaque est 500 fois plus grande que la tension existant sur la grille, il ne faut qu'une fraction de 1/500e ramenée en phase avec le signal d'entrée dans le circuit de grille pour provoquer l'entretien d'oscillations continues. Et, en dépit du fait que la capacité grille-plaque d'une lampe à écran est extrêmement faible, elle peut quand même être suffisante, avec de tels gains, pour rendre l'amplificateur tout à fait instable. Pour éviter ce risque, il est rare qu'on tente d'obtenir un gain par étage supérieur à 150 aux fréquences courantes en radiodiffusion.

Blindage externe.

Les qualités conférées à une lampe par une étude soignée de son blindage interne peuvent être réduites à néant par un montage défectueux de l'amplificateur. Si les conducteurs de grille et de plaque se côtoient sur une longueur de plusieurs centimètres, la capacité ainsi introduite est suffisante pour rendre instable un amplificateur H.F. de rendement normal. C'est pourquoi il est d'usage de faire partir ces connexions dans des directions opposées, de les écarter l'une de l'autre autant que faire se peut, et, au besoin, de les entourer de gaines métalliques mises à la masse; de plus, les étages sont parfois compartimentés au moyen de petites cloisons métalliques.

Quand toutes les précautions sont prises pour éviter qu'un étage H.F. se transforme en oscillateur « T.P.T.G. », il faut aussi faire en sorte qu'il ne devienne pas un oscillateur à bobinage de réaction (p. 183). Il est évident qu'aucun couplage magnétique intentionnel n'est prévu entre circuit grille et circuit plaque; mais il est difficile d'éviter un couplage accidentel, quand les deux enroulements sont montés sur le même châssis. Nous avons vu qu'une capacité minuscule suffit à rendre instable un amplificateur; il n'est pas étonnant qu'un très léger couplage magnétique parasite produise le même effet. Comme il faut que la plupart des appareils forment des ensembles compacts, les bobinages ne peuvent être suffisamment écartés pour éviter tout couplage. Et plus les dimensions des bobinages sont grandes, plus le risque est grand, car alors le champ magnétique est plus étendu, et la résistance dynamique tend à être plus élevée.

Quand un bobinage est enfermé dans un boîtier métallique, fait d'un métal à faible résistance dont la surface est parallèle aux spires de l'enroulement, ce boîtier se comporte comme un secondaire d'une seule spire en court-circuit. Les courants qui y sont induits par le bobinage créent un champ magnétique opposé à celui de ce dernier, de sorte que le champ résultant extérieur au blindage est considérablement réduit.

Si le blindage est très proche du bobinage, l'inductance de celui-ci est diminuée; autrement dit, il faudra plus de spires pour obtenir l'accord sur la même fréquence, et la résistance en H.F. du bobinage considéré sera plus grande. Il faut, pour que cet effet ne soit pas trop prononcé, que le blindage n'ait pas moins de deux fois le diamètre du bobinage; même dans ce cas, d'ailleurs, il faut prévoir lors de l'étude du bobinage la réduction d'inductance due au blindage. Cet effet nuisible est moins marqué si le bobinage est muni d'un noyau magnétique, car ce noyau réduit l'expansion du champ magnétique à l'extérieur du bobinage.

Si l'on compare le blindage magnétique (ou inductif) à l'écran électrostatique décrit plus haut, on constate que le premier nécessite des surfaces à faible résistance parallèles aux enroulements, mais que la mise à la masse n'est pas indispensable; l'écran électrostatique par contre n'exige pas d'enceinte complètement close, il doit seulement être maintenu à un potentiel constant.

Mais les bobinages exigent un blindage qui joue à la fois les deux rôles. En effet, la capacité parasite existant entre deux bobinages suf-

firait elle aussi pour réduire à néant l'effet de l'écran interne de la lampe, en couplant le circuit d'entrée au circuit de sortie, sans qu'il faille pour cela qu'un couplage magnétique ait lieu. Ainsi, finalement, les blindages des bobinages sont des boîtiers entièrement fermés et reliés à la masse.

Couplage à l'antenne.

Nous avons déjà examiné la question du couplage d'un émetteur à son antenne (p. 207) ; à présent, il est question du récepteur. Les mêmes principes de base s'appliquent, et on peut employer les diverses méthodes que montre la figure 13.10, bien que le problème soit quelque peu différent. Pour l'émetteur, on s'en souvient, il s'agissait d'envoyer à l'antenne la plus grande puissance possible, et le but du couplage était de transformer l'impédance de l'antenne en une charge convenant à l'étage de sortie.

Du côté du récepteur, l'antenne recueille un signal de très faible tension, et joue le rôle de générateur. Elle a aussi une certaine impédance. La charge est le circuit accordé d'entrée, représenté sur les schémas d'amplificateurs H.F. figurant dans ce chapitre, associé à l'impédance d'entrée de la lampe. Celle-ci a une capacité d'entrée, généralement de l'ordre de 3 à 8 pF. Nous pouvons supposer qu'il n'y a pas de courant de grille, la lampe étant normalement polarisée. Mais nous avons vu que l'effet Miller est capable de créer aux bornes du circuit l'équivalent d'une capacité ou d'une conductance positive ou négative. Cette capacité supplémentaire modifie le réglage du condensateur variable d'accord, et la conductance augmente ou diminue la résistance dynamique du circuit accordé. L'emploi de lampes à écran réduit considérablement l'effet Miller, mais ne le supprime pas entièrement.

Aux fréquences relativement basses, ne dépassant pas quelques MHz, l'impédance d'entrée d'une lampe n'est généralement pas assez basse pour avoir un effet quelconque sur le circuit accordé. Mais aux très hautes fréquences, l'effet Miller augmente parce que la capacité résiduelle grille-plaque représente une impédance plus faible, et surtout alors commence l'effet du temps de transit des électrons ; de plus, il existe un effet similaire dû à l'inductance de la connexion de cathode, et tous ces effets se combinent pour faire apparaître la lampe au circuit accordé comme une résistance de faible valeur, c'est-à-dire très souvent de quelques milliers d'ohms seulement.

L'impédance de l'antenne dépend du modèle utilisé. On peut classer les antennes en trois types principaux, comme nous l'avons vu dans le chapitre XV : 1) le dipôle ; 2) l'antenne reliée à la terre ; et 3) le cadre ou le bobinage sur noyau de ferrite. Le but du couplage à l'antenne est de transmettre la plus grande part possible du signal recueilli sans influer de manière excessive sur le réglage et la sélectivité. Nous avons vu (p. 174) que la charge recueille la plus grande puissance possible quand, du point de vue du générateur, cette charge est égale à sa résistance interne ; ou inversement, du point de vue de la charge, quand celle-ci *voit* la résistance du générateur égale à la

sienne. (Au besoin, on les leur fait « voir » sous la valeur requise, et c'est, comme nous le savons, la fonction du transformateur d'adaptation.) Tout cela suppose que ni la charge ni le générateur ne possèdent de réactance; dans le cas où ils en possèdent, il faut accorder ces réactances au moyen de quantités égales de réactances de nature opposée.

Le problème se simplifie quand l'impédance de l'antenne utilisée est connue. Pour les très hautes fréquences (T.V. et F.M., par exemple), l'antenne est en général un dipôle relié au récepteur par un câble coaxial ayant une résistance caractéristique de l'ordre de 70 Ω. La bande de fréquences n'est d'habitude pas assez large pour que l'impédance d'entrée de la lampe et celle du circuit accordé varient de

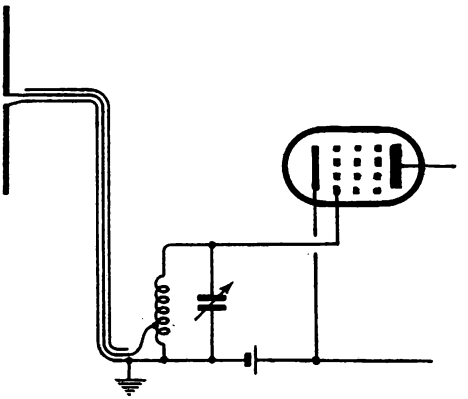


Fig. 17-10. — Bien que l'antenne ne soit pas équilibrée par rapport à la terre, ce mode de branchement au moyen d'un câble coaxial est souvent utilisé.

manière notable d'une extrémité à l'autre; il est permis par conséquent de se fixer une valeur moyenne, qui peut être par exemple de 7 kΩ. Dans cet exemple, le rapport des impédances est de 1/100, de sorte qu'un rapport de transformation de 1/10 donnera l'adaptation correcte (p. 120). La figure 17.10 montre la manière la plus simple de réaliser cette transformation, mais il existe diverses variantes; si on désire par exemple que la descente soit équilibrée, on emploiera un primaire séparé au lieu d'un montage en auto-transformateur. L'accord pourra être effectué au moyen d'un noyau magnétique mobile, au lieu du condensateur variable. Enfin, on pourra aussi adopter pour la lampe un montage différent (p. 329).

Si on emploie un cadre ou un bobinage inclus dans le boîtier de l'appareil, les caractéristiques de l'aérien sont également connues; mais, alors, la question du couplage ne se pose pas, attendu que l'antenne et le circuit accordé d'entrée ne font qu'un. Dans les récepteurs de radiogoniométrie, l'affaire est beaucoup moins simple, et, en fait, c'est là un vaste sujet hautement spécialisé.

Le problème le plus casse-tête est posé par le cas où les caractéristiques de l'antenne auxquelles l'appareil devra s'adapter sont totalement inconnues; c'est le cas des récepteurs de radiodiffusion destinés aux trois gammes d'ondes classiques, et aussi celui des récepteurs de trafic destinés à la couverture d'une gamme de fréquences étendue. Là, l'antenne peut être n'importe quoi, depuis le bout de fil tendu dans

un coin de la pièce, jusqu'au grand pylône extérieur. L'impédance, dans ce cas, peut être constituée d'une capacité de 20 à 1000 pF en série avec une résistance qui peut aussi bien être estimée à 50 Ω qu'à 5000; enfin, comme on le voit, quelque chose d'aussi vague que possible.

Prenons à titre d'exemple les valeurs de 200 pF et 400 Ω. L'antenne sera représentée par un générateur connecté, à travers ces élé-

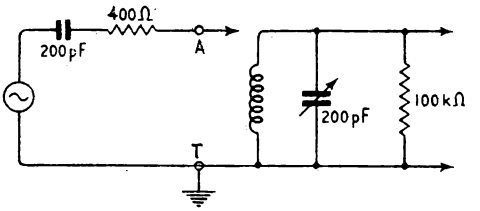


Fig. 17-11. — Exemple des mauvais effets que peut avoir le branchement direct d'une antenne à un circuit accordé. Les éléments représentés à gauche des bornes A et T sont équivalents à l'antenne.

ments, aux bornes antenne et terre du récepteur, comme le montre la figure 17.11. A une fréquence de 1 MHz, le circuit accordé pourrait fort bien avoir les valeurs indiquées, dans lesquelles 100 kΩ représentent la résistance dynamique, y compris l'amortissement dû à la lampe. La question est de savoir comment il convient de brancher notre antenne.

Idéalement, il faudrait annuler la réactance capacitive en branchant en série avec elle une réactance inductive de valeur égale; la résistance serait adaptée à celle du circuit accordé au moyen d'un rapport élévateur égal à $1/\sqrt{(100/0{,}4)}$ entre primaire (enroulement d'antenne) et secondaire (circuit accordé). Pour que tout soit parfait, il faudrait alors ajuster pour chaque fréquence l'inductance série et le rapport de transformation: il ne peut en être question, et, en pratique, il faut bien tolérer la réactance de l'antenne.

Nous avons vu (p. 138), qu'il est possible de calculer, pour toute réactance en série avec une résistance, une résistance et une réactance équivalentes en parallèle. A 1 MHz, 200 pF en série avec 400 Ω équivalent à 160 pF en parallèle avec 2 kΩ. De sorte que si l'antenne était connectée directement au point « chaud » du circuit accordé (c'est-à-dire au point opposé à la masse), sa résistance dynamique de 100 kΩ serait mise en parallèle avec les 2 kΩ en question, ce qui lui donnerait une résistance effective un peu inférieure à cette dernière valeur! Dans ces conditions, le facteur Q du circuit accordé serait réduit au cinquantième — et c'est ce facteur Q qui détermine la sélectivité et la surtension. De plus, la capacité du condensateur variable, pour retrouver la résonance, devrait être réduite à 40 pF. Or, il y a toujours dans un récepteur plusieurs circuits qui doivent être accordés simultanément, et, pour des raisons de commodité, tous les condensateurs variables sont

commandés par le même bouton, ce qui fait qu'il n'est pas possible de prévoir une correction de l'effet dû à l'antenne, lequel varie avec la fréquence. Par conséquent, le changement de capacité dû au branchement de l'antenne doit être aussi réduit que possible; le branchement direct est donc à rejeter absolument, rien que pour ce motif, sans parler de la perte en tension de signal et en sélectivité.

Si l'on branche l'antenne à une prise située beaucoup plus bas sur le bobinage d'accord, ou si on emploie un primaire de quelques spires seulement, la résistance équivalente reportée aux bornes du circuit accordé augmente en même temps que le facteur Q, cependant que la capacité diminue. La tension de signal atteint un maximum pour un rapport déterminé, après quoi elle décroît. Mais la sélectivité continue de s'améliorer, et le déréglage dû à l'antenne s'atténue de plus en plus. Mieux vaut donc souscoupler que surcoupler; des deux manières on perd en signal, mais le surcouplage désaccorde et nuit à la sélectivité, cependant qu'un souscouplage n'apporte que des améliorations de ce côté. On s'en tient donc en général à cette solution, car le couplage qui donne la plus grande sensibilité perturbe par trop l'accord.

Plus l'antenne est étendue, plus le signal qu'elle recueille est important, et plus sa capacité augmente, de sorte qu'il convient de réduire le couplage à mesure. Un couplage fixe ne peut donc être qu'un com-

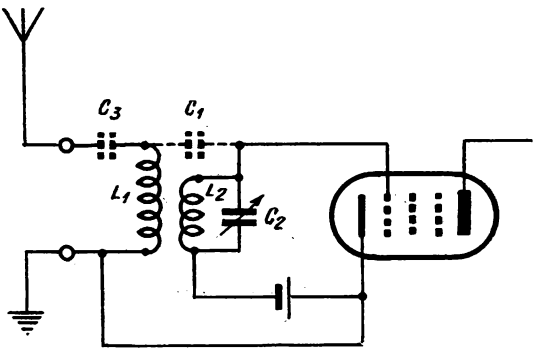


Fig. 17-12. — Méthodes d'adaptation d'une antenne au récepteur.

promis qui risque de ne jamais donner tout à fait satisfaction, surtout avec des antennes très grandes ou très petites, et c'est pour cette raison que certains constructeurs munissent leurs appareils de plusieurs prises.

Le système de couplage que nous venons de décrire, et qui consiste dans un transformateur (ou auto-transformateur) élévateur, possède au moins un avantage: le rapport élevé est nécessaire pour éviter un désaccord excessif, et, s'il cause une perte de signal, cette perte est en bonne partie compensée par l'élévation de tension qu'il apporte.

Un autre système, basé sur un principe différent, est représenté par la figure 17.12. Ici, le primaire du transformateur est établi de manière à résonner, avec sa propre capacité parasite, sur une fréquence légè-

rement inférieure à la plus basse fréquence de la gamme à recevoir. De cette manière, plus l'antenne est développée, plus la fréquence de résonance du primaire s'éloigne de celle du secondaire, et moins il tend à dérégler ce dernier. La perte de signal qui se produit alors est compensée par l'apport plus considérable de la grande antenne.

L'inconvénient de cette disposition est qu'aux fréquences les plus élevées, le désaccord entre L_2C_2 et le circuit d'antenne est considérable, de sorte que le transfert d'énergie devient insuffisant. Pour compenser ce fait, on ajoute généralement un couplage supplémentaire par une très faible capacité en tête (C_1) ; de plus, pour limiter à une valeur

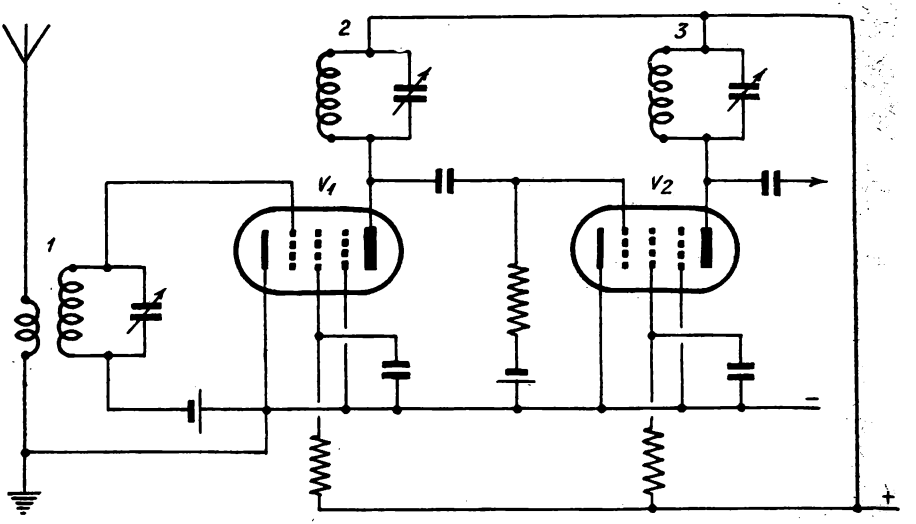


Fig. 17-13. — Amplificateur H. F. à deux étages, employant des circuits plaque accordés, dits « circuits-bouchons ».

déterminée la capacité qui est introduite par l'antenne, un condensateur C_3 est le plus souvent branché en série avec la prise d'antenne, ou avec l'une de celles-ci, si on en a prévu plusieurs.

Amplificateur H. F. à deux étages.

Pour recevoir des stations éloignées, le gain (et la sélectivité) d'un amplificateur H.F. à un seul étage sont généralement insuffisants. Mais chaque étage qu'on ajoute rend plus délicat le problème de la stabilité. La figure 17.13 montre le branchement « en cascade » de deux étages H.F. à circuits plaque accordés. Si nous examinons ce schéma, nous observons que le circuit accordé n° 2 est tout à la fois le circuit plaque de la première lampe et le circuit grille de la seconde. En effet, il est relié d'une part à la grille de celle-ci par un condensateur d'impédance

négligeable, et d'autre part au potentiel H.F. de la masse (c'est-à-dire en fait à la cathode de la deuxième lampe) par la source de H.T. (ou par l'intermédiaire d'un condensateur de découplage qui ne figure pas sur le présent schéma). Etant le circuit d'accord grille du second étage, il est susceptible, si un couplage parasite inductif ou capacitif se produit entre lui et le circuit n° 3, de voir sa résistance dynamique augmenter de manière anormale. Cela augmente aussi les possibilités de couplage parasite avec le circuit n° 1, d'où risque accru d'instabilité.

Comme le gain d'ensemble est beaucoup plus important, il suffira, pour provoquer l'instabilité, d'une capacité directe (ou d'un couplage magnétique) beaucoup moindres, entre entrée et sortie de l'amplificateur, que dans le cas d'un seul étage. Les blindages devront par conséquent être beaucoup plus soignés.

Comme nous allons le voir dans le prochain chapitre, la sélectivité procurée par de simples circuits accordés est insuffisante, de sorte qu'on emploie pratiquement toujours à la place de ceux-ci des transformateurs où le primaire et le secondaire sont accordés séparément. Incidemment, cela simplifie dans une certaine mesure le problème de la stabilité.

Mais comme en général on emploie à présent une autre technique pour obtenir, avant d'appliquer les signaux au détecteur, un gain et une sélectivité élevés, il est inutile que nous entamions une étude détaillée des amplificateurs H.F. à étages multiples.

CHAPITRE XVIII

SÉLECTIVITÉ

Sélectivité et facteur Q.

S'il faut amplifier en haute fréquence, c'est, comme nous l'avons dit, pour obtenir suffisamment de *sensibilité,* car les signaux captés sont faibles et incapables par eux-mêmes d'assurer au récepteur une puissance de sortie convenable. Un récepteur très sensible est donc présumé capable de capter des émetteurs lointains. Nous avons aussi fait plusieurs fois allusion à la *sélectivité,* qui est la faculté de ne capter exclusivement que les signaux désirés. La première fois, c'était, page 126, à propos de l'utilité des circuits accordés. Sans sélectivité, la sensibilité deviendrait vraiment une gêne plutôt qu'un avantage.

Au point où nous en sommes, nous devons déjà avoir saisi que sensibilité et sélectivité vont de pair avec l'augmentation du facteur Q des circuits accordés. Des graphiques comme celui de la figure 8.6 montrent que la réponse d'un circuit à sa fréquence d'accord croît en proportion directe de Q, cependant que la réponse aux autres fréquences est moins affectée par ce facteur. En pratique, quand l'écart est grand, on ne constate presque pas de différence. Il semblerait donc que, pour améliorer la réception, il suffise de trouver un moyen d'augmenter Q. Comme nous l'avons vu dans le chapitre VIII, le facteur Q d'un circuit est le rapport entre sa réactance (inductive ou capacitive) et sa résistance série, ou, autrement dit, entre sa résistance dynamique et sa réactance :

$$Q = \frac{X}{r} = \frac{R}{X}$$

Du fait que la valeur de la réactance est déterminée par les nécessités de l'accord, il ne reste plus qu'à tenter de réduire la résistance série, *r*. Cette réduction se traduira par une augmentation de la résistance dynamique R. Nous avons noté (p. 136) que *r* est une espèce de fourre-tout renfermant tout ce qui cause des pertes d'énergie au circuit accordé : résistance du fil qui sert à bobiner l'enroulement, mais aussi pertes dans le noyau (quand il y en a un), dans les masses métalliques

voisines (comme les blindages), et dans les diélectriques associés au circuit. Toutes ces pertes peuvent être réduites par un choix convenable des matériaux et une étude soignée; mais les dimensions et le prix imposent des limites, de sorte que le facteur Q obtenu est rarement supérieur à environ 200.

Emploi de la réaction.

Dans le chapitre XII, nous avons vu que les pertes, qui amortissent les oscillations des circuits accordés, pouvaient être entièrement neutralisées si, au moyen d'une lampe, on injectait au moment requis de chaque période une certaine quantité d'énergie, de sorte que les oscillations une fois amorcées pouvaient continuer indéfiniment.

Ce n'est pas ce qui convient dans un récepteur, où les oscillations des circuits accordés ne doivent dépendre à tout moment que de ce qui vient de l'émetteur. Mais si on réduit le taux de *réaction*, c'est-à-dire le couplage entre circuit plaque et circuit grille, la quantité d'énergie réinjectée ne compensera que *partiellement* les pertes. Puisque par le truchement du symbole *r* nous exprimons non seulement la résistance au sens strict du terme, mais aussi toutes les autres causes de pertes, rien ne nous empêche de l'employer également à traduire une cause de *gain;* en ce sens, la réaction positive réduit *r*, et c'est précisément ce que nous désirons.

Nous pouvons vérifier expérimentalement ce fait au moyen de notre oscillateur de la figure 12.5. Nous augmenterons la distance entre les deux bobinages jusqu'au point où l'oscillation entretenue s'arrête. Le circuit accordé de plaque se comportera alors exactement comme si sa résistance était anormalement basse; une petite tension injectée en série, à sa fréquence de résonance, sera amplifiée par la pointe de surtension d'une manière bien plus sensible que si la lampe n'intervenait pas. On pourrait obtenir le même résultat en plaçant le circuit accordé dans la grille et le bobinage de réaction dans la plaque; c'est en procédant de cette manière qu'on obtient d'un circuit accordé de grille une résonance beaucoup plus pointue.

La figure 18.1 donne quelques courbes de résonance que l'on pourrait obtenir au moyen de ce dispositif, les différentes courbes étant tracées pour des taux de réaction de plus en plus élevés. La courbe $Q = 40$ est celle d'un circuit d'assez mauvaise qualité, employé sans réaction. Elever Q de 40 à 8000 exige un réglage très délicat du couplage, car alors on est très près du point d'amorçage des oscillations (on dit « de l'accrochage »), et le moindre changement survenant dans les tensions d'alimentation provoquera cet accrochage, ou par contre ramènera à un point où Q est notablement moins élevé. Autrement dit, la mise au point est extrêmement critique, et, en pratique, il est difficile de se maintenir longtemps au point où la valeur de Q est aussi élevée. Aussi est-il sage de ne pas être trop exigeant. Même dans ces conditions, néanmoins, le gain apporté par la réaction est si considérable qu'on ne pourrait le représenter sur un graphique comme ceux que nous avons employés jusqu'ici: c'est pourquoi la figure 18.1 emploie une échelle

logarithmique. Le gain est donc beaucoup plus grand qu'il n'y paraît quand on compare la figure 18.1 à la figure 8.6.

Du temps où on ne disposait pas encore de lampes à écran, la réaction était très employée en amplification H.F. Mais en s'efforçant de maintenir le gain au maximum, il était fréquent que l'opérateur pousse son appareil jusqu'au point d'accrochage, et l'oscillation résultante, rayonnée par l'antenne de réception, causait des brouillages terribles dans les récepteurs du voisinage. Mais pourvu que le réglage fût maintenu du bon côté de ce point, on pourrait supposer que, plus près il en était, meilleur était le résultat, puisque la sensibilité et la sélectivité augmentaient autant que faire se pouvait.

Ce serait vrai si on n'avait à recevoir qu'une simple porteuse, auquel cas d'ailleurs cela ne servirait à rien. Ce qui nous intéresse, ce n'est pas la porteuse, mais la modulation qu'elle nous amène. Quand la porteuse est modulée en fréquence (p. 203), il est évident que c'est une certaine bande de fréquences, de largeur bien définie, qu'il importe de recevoir avec une amplitude égale, la porteuse étant située au centre. Avec la modulation d'amplitude, cette nécessité de couvrir une certaine largeur de bande est moins évidente, mais n'en existe pas moins.

La théorie des bandes latérales.

Strictement parlant, on ne peut assigner une fréquence bien définie qu'à des phénomènes qui se reproduisent d'une manière absolument

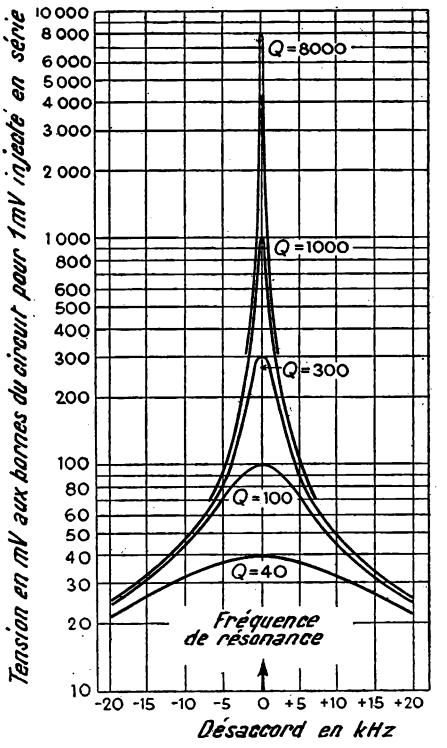


Fig. 18-1. — Courbes montrant la variation de la tension aux bornes d'un circuit accordé pour différentes valeurs de « Q », obtenues par un dosage de la réaction.

constante : c'est le cas d'une porteuse non modulée. Le continuel changement d'amplitude dû à la modulation altère cette constance ; en lui imprimant des variations d'amplitude, on fait perdre à la porteuse sa fixité primitive.

Une analyse mathématique montre que si une porteuse de fréquence f_1 est modulée à une fréquence f_2, la résultante est la même que si on avait additionné trois ondes séparées de fréquences f_1, $(f_1 + f_2)$ et $(f_1 - f_2)$. Il n'est pas facile d'analyser graphiquement une onde modulée de manière à séparer ses trois composantes ; mais la synthèse correspondante, qui consiste à additionner les trois ondes, ne demande guère plus qu'une bonne dose de patience.

La figure 18.2 montre, en *a*, *b* et *c*, trois trains d'ondes sinusoïdales séparés ; dans la largeur de la figure, on peut compter respectivement 35, 30 et 25 périodes complètes. En additionnant point par point les hauteurs de ces trois courbes au-dessus et au-dessous de leurs lignes « zéro », on obtient la forme composite représentée en *d*. Elle a 30 crêtes de hauteurs variables, et l'amplitude croît et décroît cinq fois dans le laps de temps représenté. Si ce temps est d'un millième de seconde, la courbe *d* est celle d'une porteuse à 30 kHz modulée à 5 kHz. La figure 18.2 montre qu'elle est identique à trois trains d'ondes d'amplitude constante ayant des fréquences de 30, (30 + 5) et (30 — 5) kHz.

Ainsi, une porteuse modulée à une seule fréquence équivaut à trois signaux simultanés : la porteuse elle-même, et deux autres fréquences fixes placées de chaque côté à un écart de fréquence correspondant à la fréquence de modulation. Dans un programme musical, comprenant simultanément une quantité de fréquences de modulation différentes, c'est autant de fréquences qui entourent la porteuse, celles qui représentent les notes musicales les plus graves étant très près d'elle, et celles qui représentent les plus aiguës étant les plus éloignées. Ce spectre de fréquences associées s'étendant de chaque côté de la porteuse constitue ce qu'on nomme deux *bandes latérales*. Il en résulte qu'une émission faite par exemple sur une fréquence nominale de 1000 kHz s'étend en réalité de 990 à 1010 kHz.

Les mêmes faits peuvent être illustrés au moyen de diagrammes vectoriels. Comme nous l'avons vu (p. 95), une porteuse non modulée de fréquence f peut être représentée par un vecteur OP (fig. 5.5) pivotant autour de son extrémité O et tournant f fois par seconde. La longueur du vecteur représente, à une échelle convenable, la tension ou le courant de pointe, et la projection verticale PQ la valeur instantanée, valeur qui évidemment devient alternativement positive et négative une fois par cycle.

S'il nous fallait représenter une onde modulée comme celle du graphique de la figure 18.2, il est clair que l'amplitude variable devrait être traduite par un allongement ou un raccourcissement du vecteur à mesure qu'il tourne. Ainsi, une porteuse à 600 kHz modulée à une fréquence de 1 kHz avec une profondeur de 50 % serait représentée par un vecteur tournant 600 000 fois par seconde, et en même temps augmentant et diminuant de moitié une fois toutes les 600 révolutions.

On peut être un rien étourdi si on tente de se représenter visuellement une rotation aussi rapide. Mais une fois qu'on s'est persuadé

que ce mode de représentation traduit bien la réalité, il vaut mieux oublier la vitesse et se concentrer sur la manière dont on peut traduire en vecteurs l'allongement et le raccourcissement correspondant à l'amplitude de l'onde modulée.

OP, dans la figure 18.3, est donc notre vecteur représentant la porteuse non modulée. Pour l'instant, il est immobile. Ajoutons-lui deux autres petits vecteurs, égaux chacun au quart de sa longueur. S'ils sont

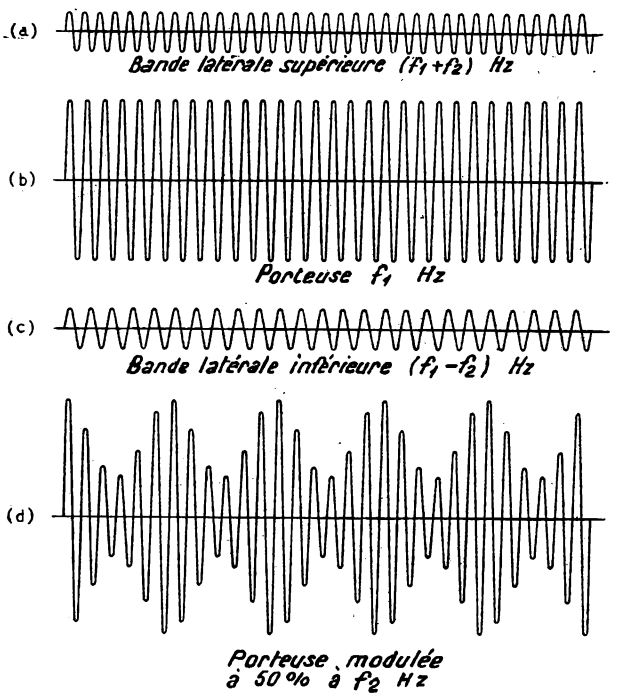


Fig. 18-2. — Une porteuse modulée est identique à trois ondes a, b et c additionnées.

tous deux dans la même direction que OP, ils l'allongent de 50 %, tandis que s'ils sont dans le sens opposé, ils le raccourcissent d'autant. Les stades intermédiaires, correspondant à la modulation sinusoïdale, sont représentés en faisant tourner les deux petits vecteurs *dans des sens opposés*, à la fréquence de modulation. La même figure donne, de *b* à *j*, un certain nombre de positions correspondant à une période de la tension de modulation ; dans chaque cas, OB est la longueur des trois vecteurs additionnés. Notons qu'en dépit du fait que les petits vecteurs accomplissent relativement à OP des rotations de phase de 360°, la triple combinaison OB est toujours exactement en phase avec OP, de sorte que, par son changement de longueur, nous obtenons comme nous le souhaitions une traduction fidèle du changement d'amplitude de la porteuse.

Cela dûment établi, remettons OP en marche à la vitesse de 600 000 t/s. Pour maintenir le cycle des changements que montre la figure 18.3, il faudra que le petit vecteur AB tourne à 600 000 t/s, plus un tous les 600, ce qui fait 601 000, tandis que PA tournera à 600 000 — 1 = 599 000 t/s.

Si nous retraduisons tout cela en termes électriques, ce qui a été dit plus haut se confirme : moduler en amplitude une porteuse de fréquence f_1 à une fréquence f_2 produit des fréquences latérales $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$. La figure 18.3 montre en outre que l'amplitude de chacune de ces ondes latérales par rapport à celle de la porteuse est égale à *la moitié* de la profondeur de modulation (p. 201).

Accord trop pointu.

Nous commençons maintenant à voir quels rapports existent entre la sélectivité et la faculté de recevoir les notes les plus aiguës susceptibles de se présenter dans une émission musicale. Si la courbe de résonance du circuit accordé ne présente pas vers le sommet une partie sensiblement plate et de largeur suffisante pour passer intégralement les bandes latérales, les fréquences élevées de la musique seront atténuées, sinon même éliminées, étant en quelque sorte hors de la plage d'accord du récepteur, du fait qu'il est trop sélectif. Si nous examinons la courbe Q = 8000 de la figure 18.1, nous constatons que les bandes latérales correspondant à une fréquence de modulation de 5 kHz ne représentent que 1,3 % de l'amplitude de la portion centrale où se trouve la porteuse. Les notes plus graves sont moins atténuées, mais les plus aiguës le sont encore plus. Il en résultera un son assourdi, étouffé, une intelligibilité très mauvaise de la parole, et une musique où les notes graves seront extrêmement exagérées. Pour un circuit accordé où Q = 100, on constate par contre que les notes musicales à 5 kHz sont passées avec une amplitude relative de 70 %.

Quand il s'agit de modulation de fréquence, le même besoin de respecter les bandes latérales se fait sentir, bien que les effets d'une sélectivité excessive soient différents. En radiodiffusion, l'excursion de fréquence (p. 203) est normalement de 75 kHz de chaque côté de la porteuse, pour une modulation à 100 % ; pour une reproduction parfaite, il est donc nécessaire que le récepteur ait une réponse égale sur une bande d'une largeur totale de 150 kHz (1). Si on ne respecte pas cette largeur de bande, la réception sera correcte pour des émissions effectuées avec une moindre profondeur de modulation, mais dès que l'atténuation des bandes latérales se fera sentir, on observera une distorsion à peu près indépendante de la fréquence de modulation. Cet « à peu près » provient de ce que l'excursion n'est pas déterminée uniquement par la profondeur de modulation, mais aussi, par suite d'un phénomène assez complexe, par la fréquence de modulation. Quand la fréquence maximum de l'excursion est considérable vis-à-vis de la fré-

(1) Bien que le limiteur (p. 269) aide à aplanir les inégalités de la courbe de réponse, il est quand même incapable de remédier à une réduction excessive des bandes latérales.

quence maximum de la modulation (comme c'est le cas quand cette excursion est de 75 kHz), la largeur de bande additionnelle due aux fréquences même les plus élevées de la modulation est négligeable. Mais si l'excursion n'était par exemple que de 1 kHz, cela ne signifierait pas que l'on puisse transmettre, avec des bandes latérales de 1 kHz seulement, des fréquences de modulation allant jusqu'à 10 kHz; les bandes latérales s'étendraient alors en effet jusqu'aux environs de 11 kHz.

Des considérations ci-dessus, il résulte clairement qu'une sélectivité poussée n'est pas, comme on aurait pu le croire à première vue, une bénédiction sans mélange. En constatant que l'acuité de résonance utili-

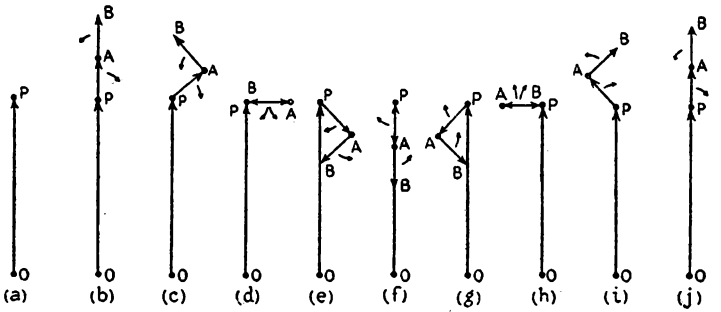


Fig. 18-3. — Série de diagrammes vectoriels montrant comment l'addition de deux petits vecteurs (PA et AB) tournant en sens opposés allonge et raccourcit alternativement le vecteur original OP sans affecter sa phase.

sable est strictement limitée, si on désire éviter que la modulation qu'on souhaite recevoir (qu'il s'agisse d'A.M. ou de F.M.) ne soit partiellement perdue (et par conséquent déformée), on pose immédiatement de nouveaux problèmes. Cette limite imposée à la sélectivité en est une également à l'amplification que l'on peut communiquer à un signal H.F. en se fondant uniquement sur la surtension des circuits résonnants; d'où il résulte que pour obtenir une sensibilité poussée, il faudra recourir aux propriétés amplificatrices des lampes. Mais nous avons vu, dans le précédent chapitre, que les signaux H.F. ne peuvent être amplifiés efficacement que si les circuits sont accordés. A ce moment, on peut se demander si le nombre des circuits accordés, nécessaires à l'obtention de l'amplification requise, n'introduira pas de nouveau cet excès de sélectivité que nous essayons d'éviter en renonçant au circuit unique doué d'une résonance très aiguë. Et de toutes façons, comment concilier la sélectivité nécessaire avec l'obtention d'une bande passante assez étendue pour satisfaire aux conditions énoncées plus haut? Nous traiterons un peu plus loin ces deux problèmes; mais auparavant, pour connaître avec précision les données du second, il nous faut examiner quel écart de fréquence existe entre les émetteurs à recevoir.

Séparation des canaux.

L'étendue des bandes latérales de chaque côté de la porteuse est déterminée, en modulation d'amplitude, par la fréquence, et, en modulation de fréquence, par la profondeur de modulation. La fréquence de l'onde porteuse n'intervient pas. En radiodiffusion, les fréquences de modulation sont les fréquences audibles, soit environ de 30 à 15 000 Hz; de sorte qu'en modulation d'amplitude, les bandes latérales s'étendraient normalement juqu'à 15 kHz de chaque côté de la fréquence de la porteuse. Idéalement, donc, il faudrait pour cela que les porteuses des différents émetteurs soient espacées d'au moins 30 kHz, plus une certaine marge de sécurité, comme le suggère la figure 18.4 *a*. Dans cette figure, la ligne pointillée représente la courbe de réponse d'un récepteur idéal, englobant entièrement l'émission A et rejetant totalement l'émission B.

Malheureusement, sous l'avalanche des demandes de « canaux », cet idéal a lamentablement sombré. L'intervalle standard, en Europe, se réduit, pour les gammes « petites ondes » et « grandes ondes », à 9 kHz seulement. Cela place de toute évidence les récepteurs devant une tâche impossible, car, pour une fréquence de modulation de 9 kHz, on tombe déjà sur la porteuse de l'émetteur voisin. Il en résulte que bien peu de stations (en admettant qu'il en existe qui le fassent) rayonnent sur ces gammes des bandes latérales allant jusqu'à 15 kHz. Le maximum est en pratique de 8 kHz, ce qui signifie que la qualité est compromise dès le départ. Et même dans ces conditions, il est impossible, à moins qu'on ait affaire à un émetteur assez puissant pour submerger totalement ce qui l'entoure, de reproduire intégralement ces 8 kHz sans brouillage. En conséquence, sauf dans le cas des appareils destinés exclusivement à la réception des émissions locales, il a fallu établir les circuits de manière à tronquer les bandes latérales aux alentours de 4,5 kHz, sacrifiant ainsi la fidélité de reproduction aux nécessités de la sélectivité (fig. 18.4 *b*); ce qui n'empêche pas que malgré tout, si deux émetteurs assez puissants voisinent, une interférence se produit quand même entre leurs bandes latérales. Aux fréquences très élevées, il y a moins d'encombrement, ce qui fait que la qualité des transmissions sonores réalisées sur ces fréquences (comme dans le cas du son de la télévision ou de la radiodiffusion en F.M.) peut être pratiquement parfaite.

Un point qu'il est important de souligner, c'est que l'intervalle séparant les émetteurs est un intervalle de fréquence, et non de longueur d'onde. Ainsi, pour une station émettant sur 200 kHz, les deux plus proches en fréquences seront sur 191 et 209 kHz. Les longueurs d'onde qui correspondent à ces fréquences (p. 32) sont 1571, 1500 et 1435 mètres, de sorte que l'écart moyen, en longueurs d'onde, est de 68 mètres. Sur des fréquences plus élevées, et pour le même écart de 9 kHz, on trouvera par exemple trois stations travaillant sur 1502, 1511 et 1520 kHz. Les longueurs d'onde correspondantes sont 199,7, 198,6 et 197,3 mètres, de sorte que l'écart en longueurs d'onde n'est que de 1,20 mètre.

Qu'il s'agisse de la séparation des émetteurs ou de la perte subie

par les bandes latérales, le point de repère est la fréquence rejetée, fréquence que, pour la distinguer des autres, nous appellerons *f'*.

Une courbe de résonance universelle.

Quand, pour la première fois, nous avons étudié les courbes de résonance, nous avons vu que pour rendre la comparaison plus facile du point de vue de la sélectivité, il fallait éliminer le facteur sensibilité en ajustant la tension appliquée à chaque circuit de façon à amener au même niveau les pointes de résonance. C'est ce qui a été fait pour tirer, de la figure 8.6, la figure 8.7. L'important, dans ce cas, n'est pas

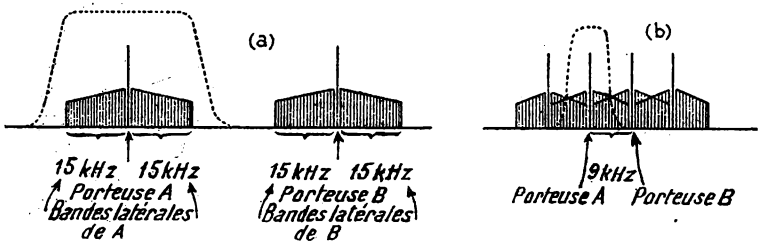


Fig. 18-4. — En a, on voit quel serait le bon écartement entre émetteurs pour permettre des réceptions sans brouillages. En b on constate qu'avec l'état de choses existant en pratique, le brouillage est inévitable si on tente de respecter, à la réception, l'intégrité des bandes latérales.

de regarder à quelle hauteur s'élèvent les courbes, à partir d'un zéro arbitraire, mais bien à quel niveau elles s'abaissent, par rapport à leur sommet commun, pour un désaccord de valeur déterminée. De la sorte, il nous sera plus profitable (et plus logique) de prendre pour origine le sommet de nos courbes de réponse, et de tracer la graduation en descendant.

Puisqu'il s'agira d'atténuation, l'unité de mesure convenable sera le décibel (p. 175), et les nombres seront négatifs. A l'intention des lecteurs qui ne sont pas encore accoutumés à ce genre d'unités, une autre échelle donne le rapport entre la réponse à la fréquence *f'* et la réponse à la résonance. Par exemple, au lieu de dire que pour un désaccord de 10 kHz, sur la courbe Q = 8000, le niveau est de 0,006 7 par rapport à celui qu'on obtient à la résonance, nous dirons que l'atténuation à cette fréquence est de 1/0,006 7 = 150 fois. Les nombres de cette échelle seront appelées les valeurs « S » (puisqu'il s'agit de sélectivité). On remarquera que du fait que l'échelle en décibels est uniforme, l'échelle « S » correspondante doit être logarithmique.

Nous avons vu que l'acuité de résonance, qui peut être exprimée par la valeur de S à une *f'* déterminée, dépend dans une grande mesure de Q. Mais dépend-elle d'autre chose? S'il nous fallait tracer les courbes de résonance d'un grand nombre de circuits, ayant tous la même valeur

de Q, nous trouverions qu'elles ne sont identiques que pour la même fréquence de résonance. En poussant plus loin l'expérimentation, nous verrions que pour rendre identiques les courbes S/f', il faut que les facteurs Q des différents circuits soient exactement proportionnels à leurs fréquences de résonance. Par exemple, si un circuit qui résonne à 500 kHz a un facteur Q de 100, un autre, qui résonne sur 1000 kHz, aura la même courbe S/f' pour $Q = 200$. De sorte que si chaque fois nous divisons Q par la fréquence de résonance f_r, nous finirons par trouver un facteur donnant l'acuité de résonance telle qu'on la voit sur un graphique S/f'. Comme pour un circuit accordé simple $Q = 2\pi f_r L/r$ (p. 125), ce facteur prend alors la forme simplifiée $2\pi L/r$, d'où nous pouvons éliminer 2π, qui est un nombre invariable. Finalement, notre facteur de sélectivité se réduit à L/r, c'est-à-dire au rapport entre l'inductance et la résistance série en H.F.

On peut en avoir la preuve en représentant au moyen des vecteurs l'impédance d'un circuit accordé. Dans la figure 18.5 *a*, X_C et X_L, les réactances capacitive et inductive, sont égales et de sens opposés, de sorte qu'elles se neutralisent, et il reste r pour toute impédance; c'est l'état de résonance. Supposons maintenant que la fréquence augmente de f' Hz, comme le montre la figure 18.5 *b* : X_L s'accroît proportionnellement, passant de $2\pi f_r L$ à $2\pi(f_r + f')L$. L'augmentation est donc de $2\pi f' L$. A condition que la valeur de f' soit petite par rapport à celle de f, la diminution de X_C est à peu près égale. Il en résulte que X, la réactance totale, est pratiquement égale à $4\pi f' L$. Notre figure nous montre que c'est le rapport existant entre r et cette dernière quantité qui détermine la diminution d'intensité dans le circuit pour un désaccord de f' Hz. Or, de nouveau, 4π est un nombre invariable. Et par suite, si nous traçons la courbe de S par rapport à $f' L/r$, nous obtiendrons une courbe de résonance valable pour n'importe quel circuit de cette sorte, indépendamment des valeurs de L, C et r. Si nous connaissons les valeurs de L et de r dans un circuit particulier, nous pouvons les inscrire dans la formule, leur rapport nous indique le point convenable de l'échelle $f' L/r$, et nous pouvons lire la valeur de S correspondant à n'importe quelle valeur de f'.

Cela sera plus clair quand nous aurons la courbe devant nous. Mais, avant de la tracer, nous ferions bien d'y ajouter encore deux petits raffinements. Nous avons sans doute déjà observé que les courbes de résonance sont symétriques, tout au moins en apparence. Si nous les prolongions suffisamment, nous découvririons que cette symétrie n'est pas parfaite; mais puisque nous nous basons sur le fait que f' est petite par rapport à f_r, il est licite que nous passions sur l'erreur minime qui en résulte, et que nous ne tracions qu'une des moitiés de la courbe, f' pouvant prendre à volonté une valeur positive ou négative.

Ensuite, nous pouvons employer une échelle logarithmique pour nos coordonnées horizontales aussi bien que pour les verticales, ce qui aura l'avantage de développer davantage la portion de la courbe proche de la résonance. Cela nous permettra aussi de terminer notre courbe par une partie rectiligne.

La figure 18.6 est le fruit de toutes ces cogitations. C'est une courbe de résonance applicable à *n'importe quel* circuit accordé simple. Si on

divise $f'\,L/r$ par L/r, il reste f', de sorte que tout ce que nous avons à faire pour convertir notre échelle horizontale en une échelle donnant f', c'est de diviser tous les nombres par L/r ou, ce qui revient au même, par $Q/(2\pi f_r)$, en prenant soin toutefois de respecter les unités spécifiées. Par exemple, si L a une inductance de 150 μH et que r est de 24 Ω, $L/r = 6{,}2$ et le 75 de l'échelle $f'\,L/r$ indique un désaccord de 12 kHz; le S correspondant est de 1,4 soit en gros 3 dB.

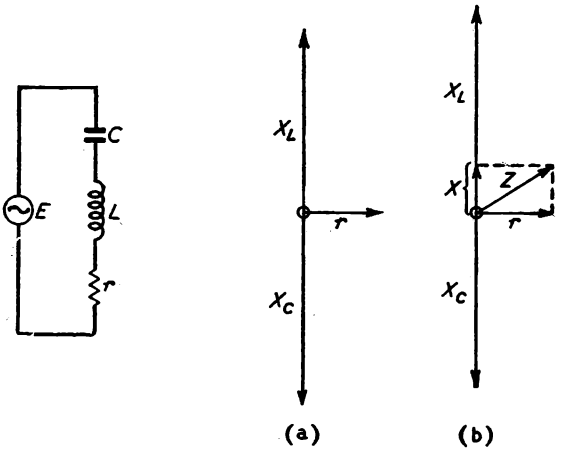


Fig. 18-5. — Diagrammes vectoriels d'un circuit accordé : a) à la résonance exacte, b) désaccordé ; l'impédance globale passe de r à z.

La courbe peut également servir à trouver la résistance que doit avoir un bobinage destiné à procurer une certaine sélectivité : par exemple, — 20 dB pour un désaccord de 40 kHz. La courbe montre que, pour — 20 dB, $f'\,L/r$ est d'environ 800, de sorte que pour $f' = 40$, $L/r = 20$. Si $L = 5000$ μH, r doit donc être de 250 Ω. L'atténuation latérale due à un tel bobinage pour un désaccord de 7,5 kHz sera trouvée en cherchant S pour $f'\,L/r = 7{,}5 \times 20 = 150$, c'est-à-dire environ 7 dB.

On doit maintenant avoir clairement compris que la courbe de réponse dont on a besoin sera celle qui se maintiendra au niveau $S = 1$ sur la largeur de bande correspondant aux fréquences de modulation les plus élevées qu'on désire recevoir, et qui, à partir de cet endroit, tombera aussi rapidement que possible de manière à rejeter les émissions voisines. Or, jusqu'ici, nous avons constaté que la forme de la courbe de résonance d'un circuit unique ne correspondait aucunement à cette courbe idéale, et que, de plus, c'était en quelque sorte un phénomène naturel, sur lequel nous ne pouvions exercer aucune influence. Nous pouvons tout juste déplacer la courbe horizontalement sur l'échelle f'; et une fois que nous avons fixé la courbe de réponse pour rejeter une fréquence déterminée, la réponse à toutes les autres fréquences est décidée du même coup, que cela nous plaise ou non.

Plusieurs circuits accordés.

Voyons maintenant ce qui se passe quand on emploie plus d'un circuit. Si nous sommes certains que les divers circuits ne réagissent pas les uns sur les autres, l'affaire est simple.

Supposons que le circuit d'entrée d'un amplificateur H.F. atténue 3 fois une certaine fréquence (par rapport à la réponse à la fréquence de résonance). Si le circuit de plaque de la lampe (que nous supposerons un peu moins amorti) atténue cette même fréquence 4 fois, l'atténuation totale sera évidemment de 12. Et si un deuxième étage H.F. produit dans son circuit de plaque une nouvelle atténuation de 3, l'atténuation totale sera de 36. Autrement dit, cet amplificateur à deux étages amplifie la fréquence en question trente-six fois moins que la fréquence sur laquelle ses trois circuits sont accordés. Les trois circuits causent respectivement des atténuations de 9,5, 12 et 9,5 dB, ce qui donne par simple addition le total de 31 dB.

Si l'on simplifie le problème en supposant que les trois circuits ont le même L/r, la courbe de la figure 18.6 s'applique à deux circuits en élevant S au carré, et à trois circuits en l'élevant au cube, et ainsi de suite. Ou encore en multipliant par 2, 3, etc., l'échelle des décibels.

On peut effectuer de différentes manières la comparaison entre un seul et plusieurs circuits accordés. D'abord, on peut les comparer du point de vue de l'égalité de gain, afin de trancher définitivement le débat qui oppose récepteur à réaction et amplificateur H.F. En prenant à titre d'exemple quelques chiffres typiques, disons que notre amplificateur ne comporte qu'un étage qui donne un gain de 50 avec des circuits de grille et de plaque ayant tous deux un rapport $L/r = 10$. Si nous élevons au carré les valeurs de S dans la figure 18.6, nous obtenons la courbe *a* de la figure 18.7.

Pour réaliser le même gain au moyen de la réaction, il serait nécessaire de porter le couplage assez loin pour obtenir une multiplication de Q égale à 50, multiplication qui s'appliquerait également à L/r. La courbe *b* est, par suite, celle d'un circuit simple où $L/r = 500$. Nous voyons que pour une fréquence de modulation de 5 kHz, l'atténuation est de 1,4, — ou, autrement dit, l'amplitude n'est plus que de 70 %. Mais le récepteur à réaction, lui, cause une atténuation de 32, ou une amplitude réduite à 3 %. Sa sélectivité est bonne, c'est incontestable; mais avec lui, la musique est réduite à l'état de squelette, et la parole n'est qu'une ouateuse confusion. Pour un désaccord de 9 kHz, le récepteur à amplification directe est fort peu sélectif. Mais, fait significatif, pour de plus grands désaccords, il commence à en remontrer à son concurrent.

La courbe de résonance trop pointue de la figure 18.7 *b* provenait de ce qu'on avait trop poussé la réaction, afin d'obtenir d'un seul circuit accordé le gain d'un étage d'amplification. Cessons donc de tenir compte du gain, et comparons notre circuit unique à plusieurs circuits, du point de vue de la sélectivité.

Supposons qu'on ait eu l'intention de réduire au centième (— 40 dB) les signaux distants de deux largeurs de canal (18 kHz).

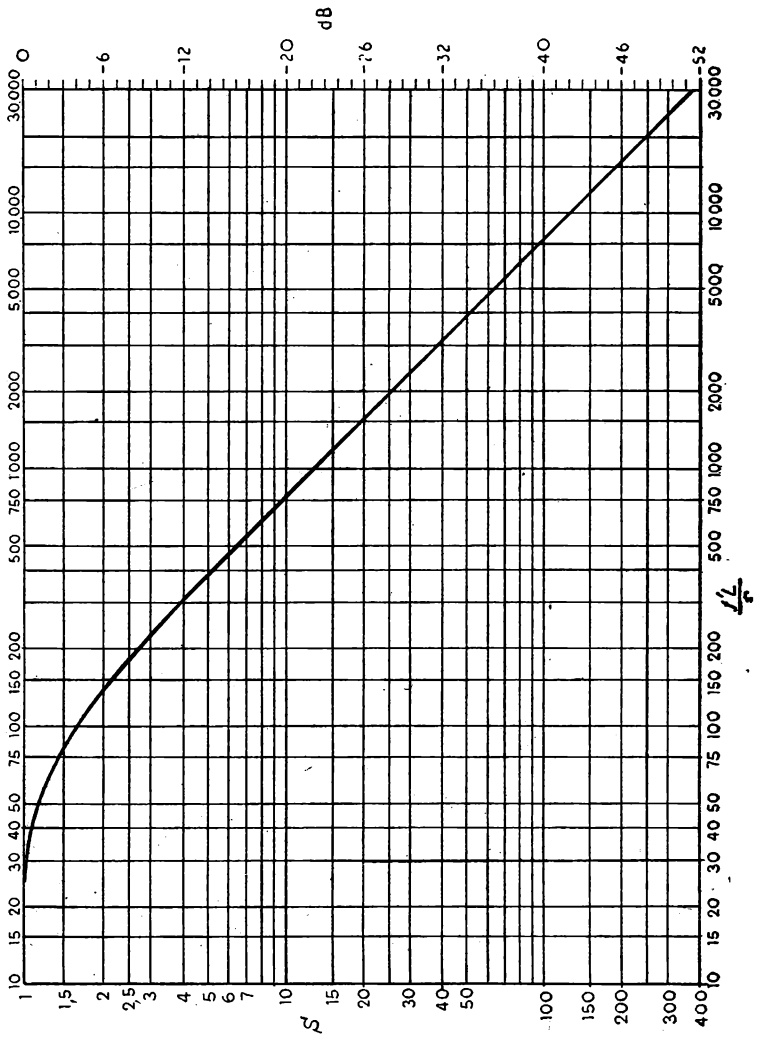


Fig. 18-6. — Courbe de résonance universelle pour circuit accordé unique. Pour les applications particulières, diviser les chiffres de l'échelle horizontale par L/r (ou $Q/2\pi f_r$) afin de les convertir en f'. Unités : L en μH, r en Ω, f' en kHz, f_r en MHz.

La figure 18.6 nous montre que pour cela, le rapport L/*r* d'un seul circuit devrait être de 8000/18 = 445, c'est-à-dire quelque chose d'à peu près aussi pointu que *b* de la figure 18.7. Avec deux circuits, S serait de — 20 dB, ce qui donnerait L/*r* = 800/18 = 44,5. Pour quatre circuits, on aurait S = — 10 dB, et L/*r* = 13. Pour six S = 6,66 dB, et L/R = 8,4. La courbe de réponse d'ensemble à d'autres fréquences pourrait être tirée de la figure 18.6 en élevant S au carré pour deux circuits (ou en doublant le nombre des décibels). Et ainsi de suite.

Si alors nous traçons les courbes correspondant à un seul circuit et à six circuits sur le même graphique, nous obtenons la figure 18.8. Cette figure nous montre clairement que le circuit unique (que sa courbe trop pointue soit due aux nécessités du gain ou de la sélectivité) ne peut satisfaire aux exigences susdites qu'aux dépens des fréquences latérales, dans lesquelles il faut faire des coupes sombres, cependant qu'un nombre important de circuits relativement amortis est de beaucoup préférable. En étendant les courbes, on constaterait d'ailleurs que la sélectivité aux fréquences s'étendant au-delà des 18 kHz choisis est d'autant plus poussée que le nombre des circuits accordés est plus important.

Enfin, comparons le circuit unique au récepteur à six circuits du point de vue d'une largeur de bande équivalente. La figure 18.8 montre qu'avec six circuits, la perte à 5 kHz dépasse de peu 6 dB. L'aplatissement de la courbe du circuit unique nécessaire à l'obtention de la même atténuation peut être représenté en faisant glisser la courbe *a* jusqu'à ce qu'elle coïncide avec la courbe *b* au point : 6 dB (courbe *c*). Cela montre de façon criante la lamentable sélectivité du circuit unique dans ces conditions, en dépit d'une atténuation encore tout à fait excessive des bandes latérales.

Difficultés d'accord.

Il est assez simple de choisir des rapports L/r susceptibles de procurer les courbes de réponse désirées, et pas trop difficile de passer à la réalisation pratique, pour *une* fréquence quelconque. Ce qui est difficile, c'est que les résultats se maintiennent quand la fréquence varie. Quand le bobinage est accordé, comme c'est le cas le plus fréquent, au moyen d'un condensateur variable, L demeure évidemment le même tout au long de la gamme, mais r est bien plus petit à la fréquence la plus basse (c'est-à-dire au maximum de capacité) qu'à la fréquence la plus élevée, de sorte que la sélectivité varie proportionnellement. Et même si on trouvait un moyen de remédier à ce changement de sélectivité, ce serait pour tomber dans un autre ennui. Car si on maintient constant le rapport L/r sur toute l'étendue d'une gamme, la résistance dynamique R (qui est comme on le sait égale à L/Cr (p. 134) doit être inversement proportionnelle à la capacité d'accord, et par conséquent directement proportionnelle au *carré* de la fréquence. Cela signifie que l'amplification obtenue sera beaucoup plus faible aux fréquences les plus basses qu'aux plus élevées de la gamme.

Théoriquement, ces deux difficultés pourraient être tournées d'un seul coup si on faisait varier L au lieu de C, à condition que l'on puisse faire varier r proportionnellement, car dans ce cas, L/r et L/Cr seraient tous deux constants. Mais cela est plus facile à dire qu'à faire.

Pour résumer les résultats de ce chapitre, nous trouvons qu'il contribue beaucoup à assombrir les aspects riants sous lesquels l'amplification H.F. nous était apparue dans le précédent. Même en employant six circuits accordés, la courbe de réponse d'ensemble est loin d'être idéale, et ce n'est pas avec une telle courbe qu'on peut espérer, tout au moins dans les gammes « petites ondes » et « grandes ondes » de la

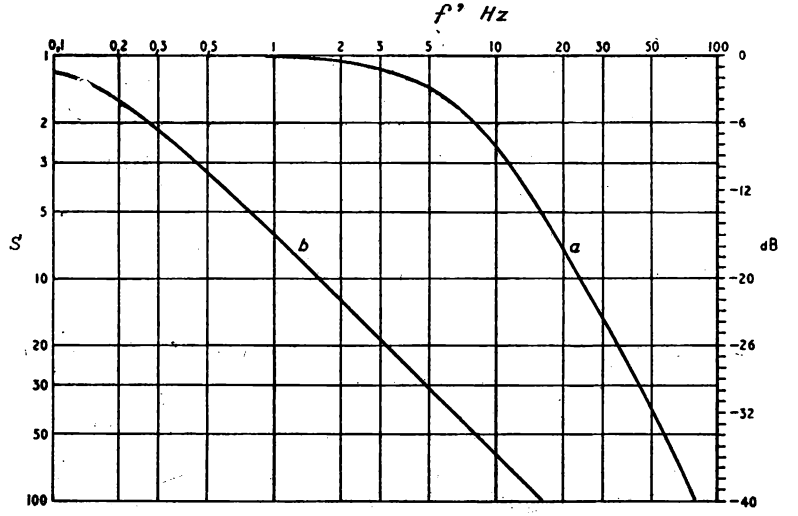


Fig. 18-7. — Comparaison, à gain égal, d'un étage à deux circuits accordés (courbe a), avec un circuit unique dont l'amplification est portée à une valeur élevée par la réaction.

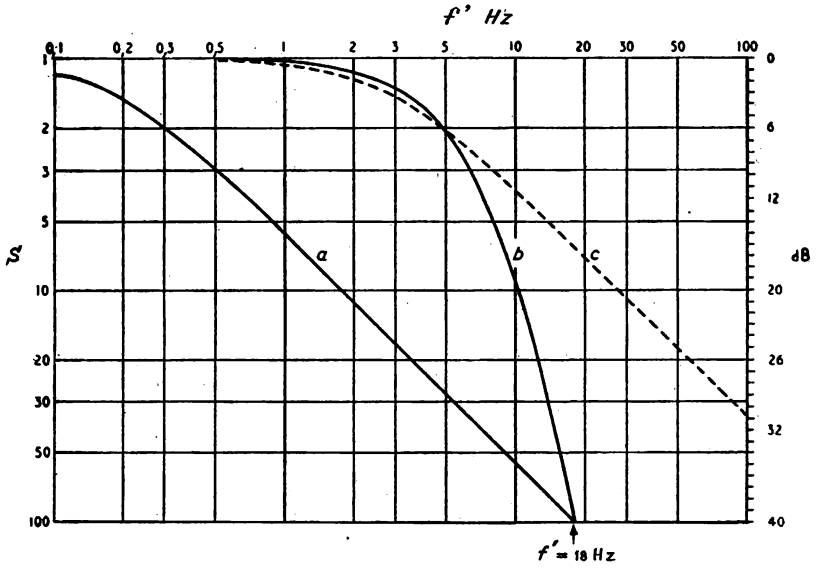


Fig. 18-8. — Courbes de réponse d'un (a) et de six (b) circuits accordés, pour une sélectivité égale à 18 kHz de désaccord, montrant comment les six circuits assurent une meilleure transmission des bandes latérales. La courbe c est celle d'un circuit simple dont la résonance est amortie de manière à donner une réponse équivalente pour un désaccord de 5 kHz.

radiodiffusion, obtenir *à la fois* une sélectivité suffisante et une reproduction musicale de qualité. De toutes façons, d'ailleurs, quel que soit le compromis qu'on fasse entre la sélectivité et le gain, avec l'accord par capacité variable, ce gain ne peut que varier considérablement d'une extrémité à l'autre des gammes. Et le réglage par variation de l'inductance, s'il est meilleur à ce point de vue, présente des difficultés encore plus grandes. Enfin, quelle que soit la méthode adoptée, le problème de maintenir alignés six circuits séparés sur des gammes de fréquences étendues n'a rien d'enchanteur du point de vue du constructeur. Et nous ne parlons pas du problème de la stabilité d'un amplificateur doté d'étages aussi nombreux.

Les mêmes problèmes se présentent à des degrés variables quand il s'agit de l'accord des téléviseurs et autres récepteurs pour fréquences élevées. Comme nous le verrons, d'ailleurs, les bandes latérales qu'il est nécessaire de respecter en télévision sont considérablement plus étendues qu'en radiodiffusion.

Il n'est donc pas surprenant que les tentatives faites pour établir, sur le principe de l'amplification H.F. à fréquence variable (amplification directe), des récepteurs pratiques et de rendement poussé, aient en général échoué. La solution trouvée à ce problème, et qui est maintenant universellement adoptée, sera exposée dans le prochain chapitre.

CHAPITRE XIX

LE RECEPTEUR SUPERHETERODYNE

La solution d'un problème compliqué.

Si nous examinons les difficultés énumérées à la fin du précédent chapitre, nous voyons qu'elles peuvent se réduire à une seule difficulté principale: la nécessité d'accorder le récepteur sur une gamme de fréquences étendue.

Il serait relativement facile d'établir un récepteur destiné à fonctionner sur une fréquence fixe. Dans ce cas, évidemment, le gain et la sélectivité ne pourraient varier. Avoir à commander au moyen d'un seul bouton un certain nombre de circuits accordés séparés n'est pas non plus un problème dont les difficultés mécaniques soient suffisantes pour embarrasser les constructeurs; tout cela peut être réglé à l'usine, d'une manière stable, par des techniciens compétents. Ce ne serait pas une folie que de suggérer l'emploi de six circuits accordés — et même plus — si cela permettait d'obtenir un compromis plus satisfaisant entre les exigences opposées de la sélectivité et de la fidélité de reproduction. En fait, nous le verrons, on utilise parfois pour les circuits d'accord des solutions relativement plus compliquées, afin d'obtenir des courbes de réponse plus appropriées au but qu'on se propose, que celles de la figure 18.6. Mais n'est-ce pas un petit supplice de Tantale que de penser qu'il n'y a aucun avenir commercial pour les récepteurs à fréquence unique, alors qu'il serait si facile d'en construire?

Heureusement, il n'est pas impossible, comme on le penserait au premier abord, de concilier les avantages du récepteur à fréquence fixe et la couverture de gammes très étendues. C'est même là ce qu'accomplissent dans leur grande majorité les récepteurs actuels, utilisant ce qu'on nomme le montage *superhétérodyne*. Dans ce montage, un dispositif nommé *changeur de fréquence* transpose, en quelque sorte, sur la fréquence choisie pour l'accord des circuits sélectifs, la porteuse de l'émetteur qu'on désire recevoir, accompagnée de ses bandes latérales. Lesdits circuits sélectifs sont accordés sur une fréquence *fixe*, choisie

une fois pour toutes, et qu'on nomme *moyenne fréquence* ou mieux *fréquence intermédiaire* (1). Le petit tableau ci-dessous donne les valeurs les plus employées :

Emissions à recevoir		Fréquences intermédiaires (M.F. ou F.I.)
Radiodiffusion en A.M. sur petites ondes et G. O.		455 kHz
Radiodiffusion en F.M. sur très hautes fréquences		10,7 MHz
Télévision	images	39 à 39,5 MHz
	son	27,85 à 28,35 MHz

Les fréquences de tous les signaux atteignant le récepteur sont déplacées dans les mêmes limites. Ainsi, si par exemple la fréquence de la porteuse de l'émission à recevoir est de 865 kHz et qu'on l'a transposée sur 455 kHz, les porteuses des canaux adjacents, soit 856 et 874 kHz, deviennent respectivement, à l'entrée de l'amplificateur M.F., 446 et 464 kHz.

Quand le signal désiré a été amplifié sous sa nouvelle fréquence, et en même temps séparé de celles des émetteurs voisins, il est appliqué au détecteur de la manière usuelle, et le reste du récepteur ne diffère en rien d'un récepteur à amplification directe.

Le changeur de fréquence.

Ce qu'il y a de plus important à comprendre dans ce chapitre, c'est le principe de fonctionnement du changeur de fréquence. Tout le reste n'est plus qu'une question de détails.

Prenons (fig. 19.1 *a*) un échantillon de la porteuse qui nous parvient de l'émetteur que nous désirons capter, pendant 1/100 000e de seconde. Nous comptons 10 périodes : la fréquence de la porteuse est par conséquent de 1000 kHz. En *b*, nous apercevons un échantillon d'une autre onde, ayant une fréquence de 1450 kHz, et qui est produite par un petit oscillateur inclus dans le récepteur. Additionnons ces deux ondes. L'onde locale, selon le moment considéré, est en phase avec l'onde incidente ou ne l'est pas, de sorte qu'elle vient alternati-

(1) (N. du t.). — Le terme de « moyenne fréquence » était justifié à l'origine par le fait que la fréquence employée était beaucoup plus basse que celles des signaux à recevoir, sans toutefois tomber dans le domaine des fréquences audibles (basse fréquence). Une valeur courante a longtemps été celle de 55 kHz. Ce choix était justifié principalement par le fait qu'on ne disposait que de triodes, qui, sur de telles fréquences (voir chapitre 17) pouvaient donner une amplification convenable. La multiplication des émetteurs et par suite des fréquences images, ainsi que la création des lampes à écran, ont fait abandonner ces fréquences, mais le terme est resté.

vement la renforcer ou l'affaiblir, comme on le voit en *c* : il y a *battement*, c'est-à-dire que de l'*interférence* des deux ondes de fréquences différentes résulte une onde modulée en amplitude à une fréquence qui est ici leur différence, c'est-à-dire 450 kHz, fréquence *supersonique*, ou autrement dit inaudible. Le même phénomène se produit d'ailleurs aux fréquences acoustiques, et on peut le constater quand on fait par exemple résonner en même temps deux cordes de piano.

Il faut noter ici que ce qui se produit sur la fréquence de 450 kHz est simplement une variation d'amplitude des deux ondes de fréquences plus élevées. *Aucun signal à 450 kHz n'apparaît*, car les variations positives sont neutralisées par autant de variations négatives se produisant simultanément. (La figure 18.2 *d* est un autre exemple du même phénomène, à part que le battement se fait entre trois ondes de fréquences

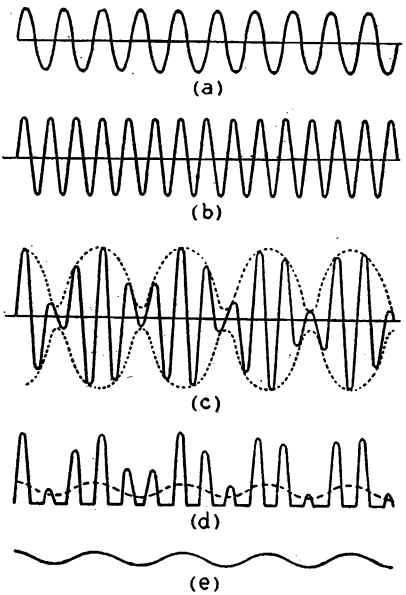


Fig. 19-1. — Action d'un changeur de fréquence.

différentes, toutes plus élevées que la fréquence à laquelle l'amplitude varie.) Et de fait, quand on applique le produit du mélange à un circuit accordé sur 450 kHz, le résultat est pratiquement nul. Nous avons déjà rencontré quelque chose d'analogue (voir la figure 16.1), et la solution est ici la même : il faut détecter l'onde modulée pour faire apparaître son enveloppe. Après élimination des alternances négatives (*d*), la moyenne des alternances positives (marquée en pointillé) est bien un signal à 450 kHz, différence entre les fréquences *a* et *b*. Le tout peut être alors appliqué au circuit accordé sur 450 kHz, lequel ne retient que cette fréquence et rejette les autres composantes, comme on le voit en *e*.

Jusqu'à présent, le résultat n'est qu'une porteuse à 450 kHz, d'amplitude constante, correspondant à la porteuse à 1000 kHz captée par notre antenne. Mais si cette porteuse à 1000 kHz a des bandes latérales, celles-ci, par battement avec l'oscillation locale à 1450 kHz, produiront

des fréquences qui formeront des bandes latérales à la porteuse à 450 kHz. Du point de vue de l'amplificateur à fréquence intermédiaire et du reste du récepteur, tout se passe comme si l'on recevait, avec un appareil à amplification directe, une émission faite sur la fréquence de 450 kHz.

Les lecteurs qui, en dépit de la figure 18.3, auraient quelque difficulté à se représenter la modulatqion d'amplitude sous la forme de bandes latérales, pourront trouver des éclaircissements dans la figure 19.2. Ici, l'échantillon de porteuse est beaucoup plus long, les alternances de la H.F. étant assez nombreuses pour qu'on ne les distingue plus guère (fig. *a*). Et, cette fois, l'onde est modulée à fond : on peut voir des périodes entières de la fréquence de modulation. L'oscillation locale, qui est certainement beaucoup plus puissante et qui évidemment n'est pas modulée, est représentée en *b*. Quand *a* et *b* s'additionnent, on obtient *c ;* dans les creux de modulation, où l'amplitude de *a* est nulle, rien ne se produit, mais, aux autres endroits, les périodes de *a* viennent alternativement renforcer et affaiblir celles de *b*, faisant varier son amplitude à la fréquence de battement. L'amplitude du battement est proportionnelle à celle de *a*, et sa fréquence est égale à la différence

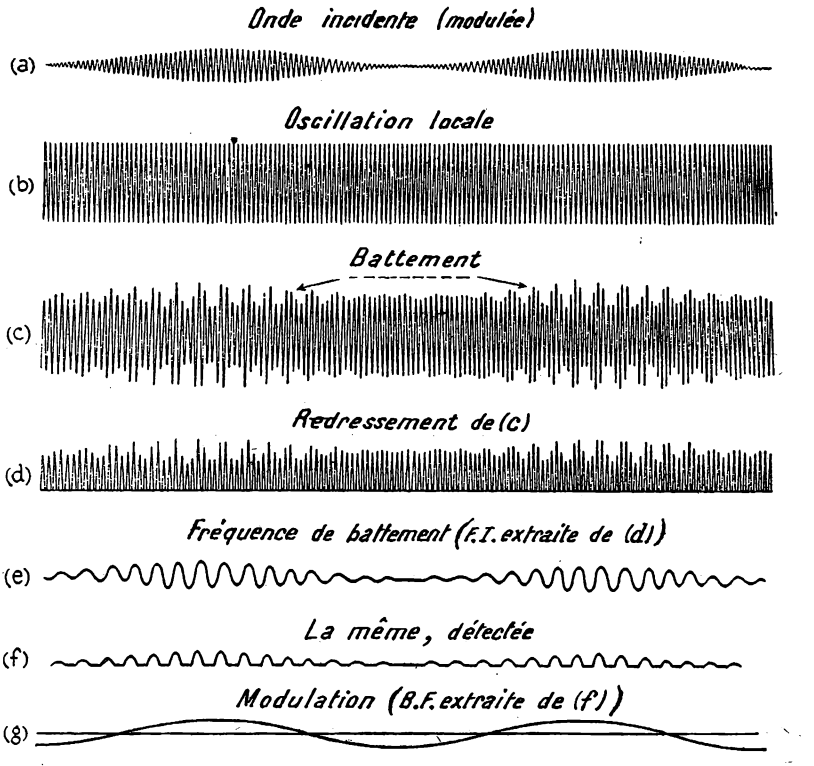


Fig. 19-2. — Figure plus détaillée que la figure 19-1 montrant ce qui se passe quand la porteuse est modulée. f et g ont été ajoutés pour montrer l'effet de la détection.

entre les fréquences de *a* et de *b*. Sur la figure suivante (*d*), on voit le résultat de la détection de *c*. Nous avons maintenant, en plus des autres fréquences, un véritable signal à la fréquence de battement, que l'on voit en *e* après qu'il a été séparé des autres composantes par le circuit accordé sur la valeur de la fréquence de battement (qui est la fréquence intermédiaire). Le résultat d'un nouveau redressement par le détecteur est représenté en *f*; et, après que les résidus de la fréquence intermé-

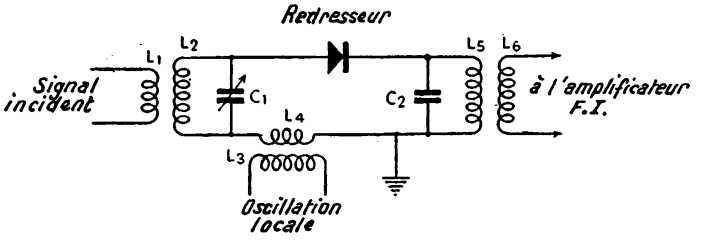


Fig. 19-3. — Changeur de fréquence simple, où les deux fréquences (incidente et locale) sont additionnées par branchement en série des sources, puis redressées.

diaire en ont été éliminés par le filtre de détection, le produit final (*g*) a la même fréquence et la même forme d'onde que la B.F. qui a servi à moduler la porteuse d'origine.

La figure 19.3 montre une des manières possibles de mettre en pratique ce qui vient d'être exposé. Le signal incident et l'oscillation locale sont additionnés par un branchement en série des deux sources de tension, et sont appliqués ensemble à un redresseur diode. Le condensateur variable C_1 sert à accorder L_2 sur le signal, de manière à obtenir sur cette fréquence la tension la plus élevée qu'il est possible. Il n'est évidemment pas difficile d'obtenir de l'oscillateur local une tension importante. C_2 accomplit la double fonction d'accorder le primaire (L_5) du transformateur M.F. et de constituer un court-circuit pour les deux autres fréquences, qui sont indésirables en cet endroit.

Les changeurs de fréquence comme modulateurs.

Si, dans la figure 19.3, on avait omis le redresseur, ou s'il avait été remplacé par une résistance linéaire de type ordinaire, nous n'aurions vu apparaître aucune nouvelle fréquence de signal. Dans les circuits linéaires, des courants de différentes fréquences peuvent circuler simultanément sans exercer aucune influence les uns sur les autres. Mais dans les circuits non-linéaires, les choses se passent différemment. Un redresseur est un cas extrême de résistance non-linéaire. La figure 19.4 est la courbe courant/tension d'un conducteur dont la non-linéarité est moins prononcée. En *a*, une petite tension alternative, — dont nous appellerons la fréquence : f_1, — est appliquée au conducteur non-linéaire. Du côté droit de la figure, on voit le courant résultant: il n'y

a pratiquement pas de changement sensible; les périodes sont restées toutes semblables. Mais en *b*, on voit ce qui résulte de l'application de deux tensions : l'une est la même que précédemment, l'autre de beaucoup plus grande amplitude, mais de fréquence plus basse (f_2), afin qu'on puisse aisément les distinguer. Les alternances positives de f_2 transportent le signal f_1 vers le haut de la courbe, où la résistance est moins élevée, de sorte qu'alors l'amplitude de f_1 augmente. Pendant les alternances négatives de f_2, le contraire se produit : la résistance étant plus grande, l'amplitude de f_1 diminue. Le signal f_2 a laissé son empreinte au signal f_1: il l'a modulé en amplitude, et la profondeur de cette modulation dépend de toute évidence de la non-linéarité du circuit.

Nous savons déjà que la modulation d'amplitude a comme sous-produits des fréquences qui diffèrent à la fois de la fréquence de l'onde modulée et de la fréquence de modulation: elles sont égales à la somme et à la différence de f_1 et f_2 (voir de nouveau la figure 18.2). Ces nouvelles fréquences engendrées par le processus de modulation ne sont pas forcément les seules (car cela dépend du type de non-linearité), mais nous ne nous occuperons que d'elles pour l'instant.

Sur la figure 19.1, la fréquence $b - a$ est visible, particulièrement en *e*, après qu'elle a été extraite du mélange. Il n'est pas du tout évident qu'en *d* il existe aussi une fréquence $b + a$; mais cela peut être démontré par le calcul, ou d'une manière expérimentale en extrayant également cette fréquence au moyen d'un circuit accordé à résonance très aiguë.

L'oscillateur local peut donc être considéré comme un moyen de faire varier la conductance (ou, si on préfère, la pente) d'une portion du circuit traversé par le signal incident, modulant ce signal en amplitude, et, par suite, créant des signaux d'au moins deux nouvelles fréquences.

L'une ou l'autre de ces fréquences pourrait être employée comme fréquence intermédiaire dans un superhétérodyne; mais c'est généralement la plus basse, résultant de la différence entre f_1 et f_2, que l'on choisit, parce qu'il est plus facile d'obtenir, sur une fréquence relativement basse, l'amplification et la sélectivité désirées.

Types de changeurs de fréquence.

De ce que nous venons de dire, il résulte donc qu'un changeur de fréquence est constitué de deux parties: un oscillateur, et un dispositif par l'intermédiaire duquel l'oscillation module en amplitude le signal incident.

Ce dispositif est quelquefois (à tort d'ailleurs) appelé un *mélangeur*. A tort, car ce qui se produit n'a rien de commun avec le mélange tel que le conçoivent les chimistes ou même les ingénieurs du son. Il ne s'agit nullement d'ajouter simplement une chose à une autre: mélanger de l'hydrogène et de l'oxygène, cela ne suffit pas pour créer une nou-

velle substance chimique; de même, mettre simplement en présence deux tensions de fréquences différentes ne suffit pas à créer une nouvelle fréquence. Un terme plus adéquat serait celui (parfois employé aussi) de *modulateur.*

L'oscillateur n'est pas un élément susceptible de créer de grandes difficultés; à peu près n'importe quel des schémas du chapitre XII est capable de donner satisfaction. Naturellement, il est nécessaire de prévoir un moyen de faire varier la fréquence dans des limites suffisantes,

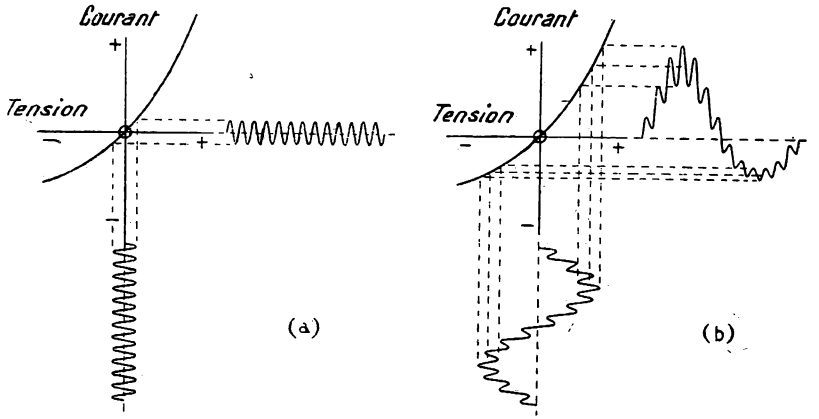


Fig. 19-4. — Effet de l'addition d'un signal puissant à un signal faible à travers un élément non-linéaire comme par exemple une lampe. Le signal faible est modulé en amplitude par le signal puissant.

afin d'arriver à ce que la différence entre fréquence locale et fréquence incidente corresponde toujours à la valeur de M.F. choisie.

Le modulateur le plus simple est le plus courant des éléments non-linéaires: une diode, comme nous l'avons déjà vu figure 19.3. Les radars et autres récepteurs construits pour travailler sur des fréquences dépassant 300 MHz emploient essentiellement des changeurs de fréquence de ce type, pour des raisons que l'on ne tardera pas à apercevoir. Ils ont certains défauts qui font qu'on ne les emploie que dans ces montages d'un genre assez particulier. Pour commencer, le réglage de C_1 est susceptible d'entraîner une variation de la fréquence de l'oscillateur; et, d'autre part, les oscillations locales risquent de trouver par l'intermédiaire de L_2 et L_1 un chemin de fuite trop facile vers l'antenne, ce qui cause des brouillages dans les récepteurs du voisinage. En somme, il y a interaction entre circuit d'accord et circuit oscillateur en d'autres endroits que le seul désirable, qui est le redresseur. Enfin, ledit redresseur n'amplifie pas; au contraire, il tend — ainsi que son circuit de sortie — à amortir le circuit d'accord L_2C_1. Il en résulte que, si la fréquence à recevoir n'est pas assez élevée pour susciter des difficultés d'un autre ordre, on préfère employer des lampes.

Le premier avantage de l'emploi d'une lampe dans l'étage modulateur est que le circuit d'entrée peut être très peu amorti, l'impédance offerte par la grille de commande étant généralement très élevée. De

plus, il est possible de faire accomplir par une même lampe les fonctions combinées d'oscillatrice et de modulatrice. La figure 19.5 montre un montage typique de changeuse de fréquence pour récepteur F.M.

L'ensemble $L_1 C_1$ est, comme précédemment, le circuit accordé par le truchement duquel on obtient le signal incident. L_4 est accordée sur la fréquence d'oscillation désirée au moyen du condensateur C_2, et L_3 est le bobinage de réaction nécessaire à l'entretien des oscillations. L'ensemble (un peu compliqué) des condensateurs C_3, C_4 et C_5 est combiné de manière que le point de jonction de C_3 et C_4 soit un point de potentiel nul vis-à-vis de l'oscillation locale, afin qu'on puisse y brancher le circuit d'accord sans que ladite oscillation puisse refluer dans l'antenne. L_5 est accordée sur la fréquence intermédiaire (relativement basse) par le condensateur C_6. L'inductance L_3 a sur cette fréquence une impédance extrêmement basse, ce qui fait que sa présence n'introduit aucune perturbation ; par contre, l'impédance de L_5 est très élevée vis-à-vis de la fréquence de l'oscillation locale, ce qui fait qu'elle lui barre complètement le passage. La grille de la lampe reçoit une part importante du signal développé aux bornes de L_1, et, en même temps, une tension beaucoup plus élevée à la fréquence de l'oscillateur.

Ce montage est évidemment le plus économique qui soit, si on ne considère que le nombre des lampes utilisées, et il donne satisfaction dans la gamme de fréquences relativement restreinte (87 à 100 MHz environ) que l'on emploie pour la radiodiffusion en modulation de fréquence. On l'a utilisé il y a une trentaine d'années, sous le nom de strobodyne, pour les gammes de radiodiffusion en modulation d'amplitude. Mais il n'est pas toujours si rentable qu'on pourrait le croire de faire accomplir à une seule lampe deux fonctions à la fois. En télévision, on emploie généralement deux lampes, le plus souvent d'ailleurs enfermées dans la même ampoule, une triode comme oscillatrice et une penthode comme modulatrice. L'avantage de la penthode est de procurer une meilleure séparation entre circuits d'entrée et circuits à fréquence intermédiaire ; en télévision, en effet, ces circuits ne diffèrent pas tant du point de vue des fréquences utilisées, que dans le cas des récepteurs F.M. De plus, en utilisant des lampes séparées, il est plus facile d'ajuster le couplage entre oscillatrice et modulatrice de manière à assurer à cette dernière lampe l'amplitude d'oscillation qui lui convient le mieux.

Du fait que l'oscillation et le signal incident sont mélangés avant d'être appliqués à la grille de commande de l'élément modulateur, il est évident qu'un certain couplage existe forcément entre les deux circuits. De manière générale, plus la différence entre ces deux fréquences est petite (ou autrement dit, plus basse est la valeur de la fréquence intermédiaire), plus il est difficile d'obtenir des résultats convenables dans ces conditions. Si deux circuits sont accordés sur des fréquences proches, la résistance et la réactance de ces circuits est modifiée davantage quand on les couple l'un à l'autre. Les deux tendent à osciller sur la même fréquence, et ce phénomène est connu sous le nom d'*entraînement*. Il en résulte que, quand la valeur de la fréquence intermédiaire est relativement basse, comme c'est le cas dans les récepteurs destinés aux fréquences inférieures à 30 MHz environ, il est préférable

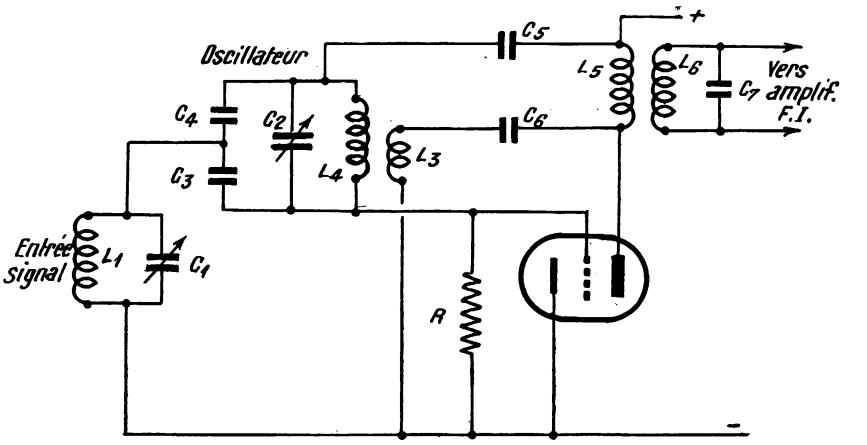


Fig. 19-5. — Schéma typique de changement de fréquence additif, où une seule triode sert à la fois d'oscillatrice et de modulatrice.

de faire appel à une lampe changeuse de fréquence dans laquelle la tension H.F. provenant de l'antenne et l'oscillation sont appliquées à des électrodes différentes. Un exemple simple de lampe de ce type est l'*hexode* (fig. 19.6 *a*) qui possède une grille de commande normale, g_1, à laquelle est appliqué le signal incident, mais dont la pente est commandée par une grille modulatrice g_3, à laquelle on applique la tension provenant de l'oscillateur. Cette grille g_3 est isolée de la grille g_1 et de la plaque par deux grilles-écrans g_2 et g_4, reliées à un point de potentiel fixe tout comme l'écran d'une tétrode ou d'une penthode. La triode oscillatrice est le plus souvent enfermée dans la même ampoule, et le tout forme une *triode-hexode* (*b*). Par l'addition d'une grille suppresseuse entre g_4 et plaque, on donne à la lampe des caractéristiques analogues à celles d'une penthode, et elle devient alors une *triode-heptode*.

Une heptode de ce genre est destinée à être employée avec une triode oscillatrice séparée; mais il existe un autre type d'heptode (dite aussi *pentagrille*) qui est auto-oscillatrice (fig. 19.6 *c*). Dans ce modèle, la première grille et la seconde (qui est réduite aux tiges verticales supportant normalement les spires) jouent respectivement les rôles de grille et de plaque oscillatrice, modulant le flux d'électrons avant qu'il atteigne la grille de commande g_1. Ce type de changeuse de fréquence

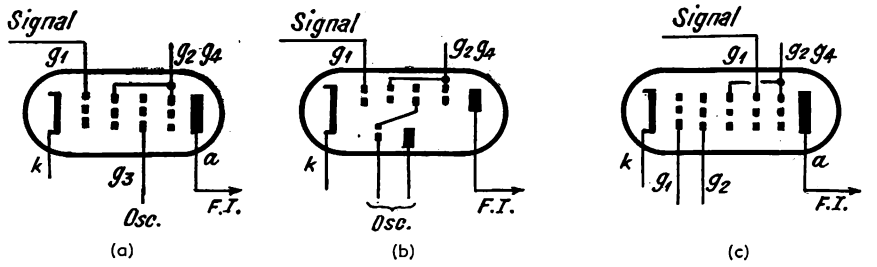


Fig. 19-6. — Quelques changeuses de fréquence.

donne, aux fréquences supérieures à 10 MHz environ, de moins bons résultats que la triode-hexode, pour deux raisons: d'abord, la pente de la section oscillatrice n'est pas suffisante pour procurer à ces fréquences une oscillation stable; ensuite, il y a davantage d'interaction entre les sections oscillatrice et modulatrice.

En ajoutant à la pentagrille une grille suppresseuse entre g_5 et plaque, on obtient une *octode*, lampe qui présente les mêmes inconvénients que la pentagrille. Malgré ces inconvénients, ces deux types de changeuses de fréquence sont relativement économiques, ce qui fait qu'on les emploie encore, principalement pour les récepteurs portatifs et autres appareils destinés surtout aux gammes P.O. et G.O. de la radiodiffusion.

Pente de conversion.

L'efficacité d'une lampe oscillatrice ou amplificatrice de type ordinaire est, comme nous le savons, exprimée par sa pente (ou conductance mutuelle) en milliampères de courant de signal dans le circuit plaque par volt de signal appliqué à la grille. Mais dans une changeuse de fréquence, le courant plaque à la fréquence du signal est un sous-produit indésirable, qu'il faut éliminer le plus vite possible. Ce qui nous intéresse ici, c'est le nombre de milliampères de courant à fréquence intermédiaire par volt de signal incident. On le nomme *pente de conversion* (ou conductance de conversion) et on le désigne au moyen du symbole S_c (ou g_c).

Evidemment, ce paramètre ne dépend pas seulement de la lampe, mais aussi de la tension de l'oscillation locale. Si cette tension n'est que de un ou deux volts, elle ne fait pas varier la pente de la modulatrice sur toute l'étendue possible (la modulation du signal n'est qu'une fraction de ce qu'elle pourrait être), et le courant à fréquence intermédiaire ne peut atteindre sa pleine intensité. La pente de conversion atteint son maximum quand l'oscillation locale est assez énergique pour amener la pente à zéro pendant ses alternances négatives, et à sa valeur maximum pendant la plus grande partie possible de ses alternances positives. La moitié positive du signal représenté figure 19.2 *c* est par suite reproduite avec la pente maximum de la lampe, tandis que la moitié négative est totalement supprimée.

Le résultat de l'opération est aussi bon que si l'on avait eu affaire à un redresseur parfait (fig. 19.2 *d*). Le signal incident, si faible soit-il, ne peut tomber dans la partie incurvée de la caractéristique: la tension d'oscillation locale le « repousse » constamment dans la portion où la pente est la plus élevée. Cela explique pourquoi un superhétérodyne est sensible au moindre signal, qui, si on l'avait appliqué directement au détecteur, n'aurait pas même produit de son perceptible (p. 265).

La figure 19.7 est l'illustration de ce que nous venons de dire. En *a*, on trouve quelques périodes de signal ajouté à l'oscillation locale, comme sur les figures 19.1 *c* ou 19.2 *c*, et on voit comment ces tensions se présentent vis-à-vis de l'échelle V_g d'une courbe I_a/V_g, qui est celle de la lampe changeuse de fréquence. Le fait qu'en réalité le signal et

l'oscillation locale soient parfois appliqués à des grilles différentes ne change rien au principe essentiel.

Puisque les fluctuations du courant à fréquence intermédiaire sont dues au renforcement et à l'affaiblissement, par le signal, de l'oscillation locale, leur amplitude est, comme nous l'avons vu, égale à celle du signal. Si nous négligeons l'effet de la charge de plaque, comme on peut généralement le faire quand il s'agit de lampes de ce type, les alternances correspondantes du courant plaque sont pratiquement égales

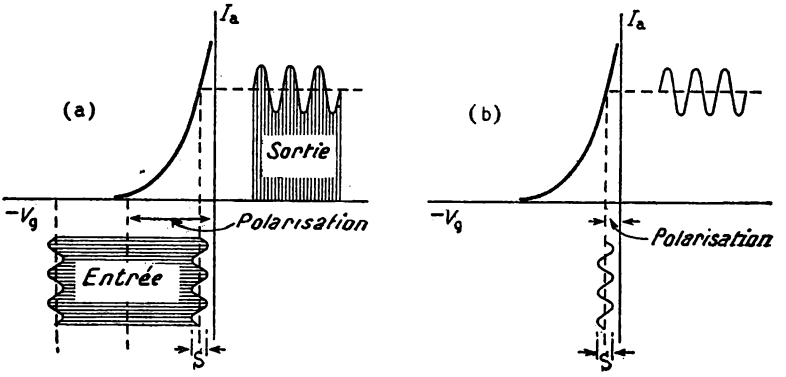


Fig. 19-7. — Comparaison de la pente de conversion à la pente d'amplification.

à celles qu'aurait provoqué l'application directe à la grille de commande d'une tension à fréquence intermédiaire, d'amplitude égale à celle du signal, comme le montre la figure *b*. Si l'amplitude du courant à F.I. en *a* était égale à l'amplitude de l'enveloppe, cela voudrait dire que la pente de conversion S_c serait pratiquement égale à la pente d'amplification (S). Mais, comme le montre plus clairement la figure 19.1 *d*, la fluctuation *moyenne* des alternances est égale à $1/\pi$ ou environ 32 % de la valeur de crête (p. 250). Il en résulte que S_c n'est que de l'ordre du tiers de S dans les meilleures conditions possibles, soit, en pratique, comprise entre le tiers et le quart de S.

Dans le cas d'une tétrode ou penthode H.F., la résistance interne est si grande par rapport à la résistance de charge (R) que le gain de tension est pratiquement égal à SR (p. 285). Le gain correspondant d'une changeuse de fréquence, nommé *gain de conversion*, est égal à S_cR, c'est-à-dire au rapport entre la tension F.I. recueillie dans le circuit plaque et la tension du signal H.F. appliqué à la grille de commande. Bien que ce gain ne soit que de l'ordre du quart du gain obtenu d'un étage H.F. dans des conditions analogues, il est loin d'être négligeable en tant que contribution au gain global du récepteur — cela dit sans oublier que l'amplification n'est pas la fonction principale de l'étage en question.

Bruit de fond.

Amplifier, c'est fort bien, mais ce n'est pas tout. Si des bruits parasites et des brouillages arrivent à l'antenne en même temps que le

signal utile, ils sont amplifiés au même titre que lui, — ce qui veut dire qu'une augmentation du gain est aussi une augmentation du bruit de fond. Au point où en est la technique, on obtient sans grande difficulté toute l'amplification que l'on peut désirer, ce qui fait que la limite n'est pratiquement fixée que par le bruit de fond résiduel, quand tout a été fait pour le réduire le plus possible.

Ce qu'on nomme bruit de fond, ou *souffle*, c'est ce qui, dans les récepteurs destinés à la reproduction du son, cause, le terme l'indique, un bruit audible, comparable à celui d'une chute d'eau, d'un jet de vapeur, etc. Mais cela ne veut pas dire que lorsqu'il ne s'agit pas de reproduire des sons, comme par exemple en télévision, le phénomène en question ne soit pas aussi nuisible. Sur une image, le « souffle » se traduit par ce qu'on appelle, en argot d'atelier, de la « neige » ou du « tapioca ».

Certaines espèces de bruits de fond arrivent de l'extérieur, en même temps que le signal. Ce sont en somme des signaux indésirables, dont certains, s'ils sont sur des fréquences bien déterminées, peuvent être éliminés par les circuits d'accord. Mais quantité de bruits parasites sont créés par les machines et les appareils électro-ménagers, en bref par tout ce qui produit de brusques changements d'intensité, même si la puissance mise en jeu n'est pas considérable. Ce qui compte, c'est la vitesse à laquelle se produit le changement d'intensité. Les brouillages de cette nature ne sont pas confinés à d'étroites bandes de fréquences. Ce sont par essence des chocs brusques, susceptibles de faire naître dans n'importe quel circuit accordé des oscillations sur sa fréquence de résonance naturelle. Les décharges orageuses, qui déclenchent brusquement des puissances électriques énormes, causent des perturbations intenses, particulièrement gênantes sur ondes longues.

Mais quand on a réduit dans toute la mesure du possible les bruits provenant de l'extérieur, il reste encore une source de perturbation que l'on ne peut totalement supprimer, car elle prend naissance dans le récepteur lui-même. Le courant électrique n'est pas un phénomène parfaitement continu: il est fait d'électrons, c'est-à-dire de petites charges successives. Et même quand on ne peut mesurer de courant circulant dans un sens bien déterminé, il reste toujours, par exemple dans la matière conductrice d'une résistance, des électrons que la chaleur ambiante entretient dans un perpétuel état d'agitation. Ces mouvements erratiques, comparables à ceux des individus dans une foule qui, dans l'ensemble, reste immobile, équivalent à de minuscules courants, lesquels produisent aux bornes de la résistance de petits changements de tension. Même avec une amplification relativement modeste, telle que celle qu'on peut tirer de trois ou quatre étages successifs, ces minimes changements deviennent parfaitement perceptibles, sous forme de souffle dans les récepteurs de son, ou de fines granulations mobiles visibles de près sur l'écran d'un téléviseur.

L'*agitation thermique* des électrons augmente avec la température, et ne pourrait être éliminée qu'en refroidissant les conducteurs jusqu'au zéro absolu (— 273° C), ce qui est loin d'être une solution pratique. En dépit du fait déjà énoncé que les petites tensions en question

se produisent de manière totalement erratique, leur valeur efficace, mesurée sur un certain laps de temps, est sensiblement constante. De même dans un pays, si les décès individuels se produisent d'une manière très irrégulière, la statistique montre néanmoins que dans l'ensemble, pour une période donnée, leur nombre varie peu d'une année à l'autre. Comme les électrons se déplacent par bonds désordonnés, sans fréquence bien déterminée, la perturbation produite couvre toutes les gammes. Il s'ensuit que plus un récepteur est sélectif, moins il capte de l'énergie ainsi répartie, et moins il souffle. Cela se traduit par la formule:

$$E = 2\sqrt{kTRf_w}$$

dans laquelle E est la valeur efficace de la tension de bruit, k ce qu'on nomme la constante de Boltzmann, qui est égale à $1{,}37 \times 10^{-23}$, T la température en degrés Kelvin (degrés C + 273), R la résistance en ohms, et f_w la largeur de bande en Hz.

Supposons par exemple que la résistance d'entrée d'un amplificateur soit de 0,1 MΩ, et sa bande passante de 20 kHz. La température ambiante est normalement de l'ordre de 290°K. La tension de souffle sera donc égale à:

$$2\sqrt{1{,}37 \times 10^{-23} \times 290 \times 10^5 \times 2 \times 10^4} = 5{,}6\ \mu V.$$

Avec un gain de tension total de un million, on conçoit que cette tension puisse causer un souffle extrêmement gênant. Il convient de noter ici que la valeur de 0,1 MΩ pourrait être celle de la résistance dynamique d'un circuit accordé. Mais la tension de souffle aux bornes d'un tel circuit serait inférieure à celle qui se produit aux bornes d'une résistance, car la valeur de 0,1 MΩ n'existe qu'à la fréquence de résonance, et, aux autres fréquences, la résistance du circuit accordé est de beaucoup inférieure.

D'autres phénomènes similaires sont également des sources de souffle; parmi ceux-ci on peut citer notamment l'*effet de grenaille*, dû à ce que le courant plaque d'une lampe est également constitué d'électrons individuels. Il n'est pas aussi facile à calculer que le bruit thermique, car il dépend de la conception de la lampe, de la charge d'espace, et d'autres facteurs. Mais, de même que le bruit thermique, il est proportionnel à $\sqrt{f_w}$. Il tend aussi à être proportionnel à $\sqrt{I_a}$, mais la situation se complique quand la lampe renferme d'autres électrodes absorbant du courant, comme les grilles-écrans. Celles-ci causent un supplément de souffle nommé *bruit de répartition*. Il faut ajouter qu'une lampe changeuse de fréquence produit beaucoup plus de souffle que celle d'un étage d'amplification ordinaire.

Tout cela explique qu'on ne se serve pas des mêmes modèles de changeurs de fréquence sur toutes les gammes. Sur les gammes P.O. et G.O. de la radiodiffusion, le gain utile est limité par les bruits d'origine extérieure, ce qui fait qu'il n'y a pas d'inconvénient à utiliser des lampes comme les heptodes, qui, avec leurs entrées séparées pour le signal et l'oscillation, sont celles produisant le plus de souffle. Plus la fréquence est élevée, moins on est gêné par ces bruits, mais aussi plus les signaux sont faibles dans l'ensemble, de sorte que le souffle dû au

récepteur prédomine, et qu'une bonne part de son étude vise à le réduire. On emploie alors la penthode, qui a un bruit de répartition modéré, ou même la triode, qui n'en a pas, mais est moins bonne sous certains rapports.

Alignement de l'oscillateur.

Nous avons vu que la fréquence intermédiaire est égale à la différence de fréquence entre signal incident et oscillation locale. Avec une valeur de fréquence intermédiaire de 455 kHz (standard français), il faut que l'oscillateur soit accordé sur une fréquence supérieure ou inférieure de 455 kHz à celle du signal.

Supposons qu'il s'agisse de couvrir la gamme 525 à 1605 kHz. Si la fréquence locale est supérieure à celle du signal, il faudra que l'oscillateur couvre de 525 + 455 à 1605 + 455, soit 980 à 2060 kHz. Si elle est inférieure, il devra couvrir une gamme allant de 525 — 455 à 1605 — 455, soit 70 à 1150 kHz. La première combinaison donne, entre fréquences extrêmes, un rapport de 2,1, tandis que la seconde en donne un de 16,4. Or, la gamme à couvrir, pour les circuits d'accord, représente un rapport de 3,06, qui donne déjà des difficultés sérieuses à cause de la capacité parasite importante qui existe dans toute réalisation pratique; et, de ce fait, il résulte que le seul choix possible, pour l'oscillateur, est la gamme 980 à 2060 kHz.

Le problème suivant se pose: comment accorder le circuit d'entrée et l'oscillateur au moyen du même bouton? Il faut qu'une différence de fréquence constante existe entre les deux, et il semble bien qu'un condensateur variable composé de deux sections identiques montées sur le même axe ne puisse faire l'affaire, puisque, comme nous venons de le voir, le rapport entre les capacités extrêmes devra être très différent pour les deux circuits. Cette différence peut néanmoins se corriger facilement en plaçant dans le circuit de l'oscillateur soit un condensateur fixe en parallèle pour augmenter la capacité minimum, soit un condensateur en série pour réduire la capacité maximum. Le rapport de maximum à minimum ayant été fixé par l'une ou l'autre de ces méthodes, un choix correct de la valeur de l'inductance du bobinage oscillateur assurera l'accord sur les fréquences nécessaires aux deux extrémités de la gamme.

Au milieu, cependant, un décalage important se produira, mais selon la méthode de correction utilisée, la fréquence sera trop basse ou trop élevée, de sorte que par une combinaison judicieuse des deux méthodes, c'est-à-dire en utilisant un petit condensateur en parallèle pour augmenter légèrement le minimum, et un condensateur de grande capacité en série pour réduire un peu le maximum, on finira par obtenir un *alignement* à peu près parfait sur toute la gamme.

Le montage pratique est représenté par la figure 19.8. Sur ce schéma, C est une section de condensateur variable normale à deux cages. A chaque degré du cadran, il a la même capacité que le condensateur variable monté sur le même axe et qui sert à l'accord sur la fréquence de l'émetteur à recevoir. Sa capacité minimum est augmentée

au moyen du petit condensateur ajustable C_1, dit « trimmer », et sa capacité maximum (vis-à-vis de la bobine oscillatrice L_1) est réduite au moyen du condensateur série C_2, dit « padding ». Notons le symbole spécial employé dans les schémas pour ces deux condensateurs, *ajustés* une fois pour toutes lors de la mise au point effectuée par le constructeur. On ajuste aussi la valeur de l'inductance L_1, en déplaçant son noyau magnétique en poudre de fer, représenté par les traits pointillés.

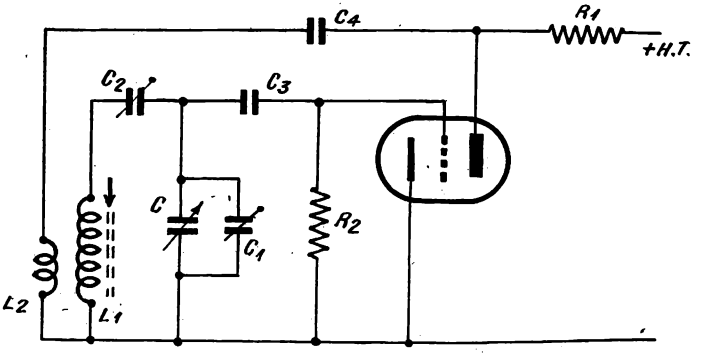


Fig. 19-8. — Disposition des condensateurs ajustables, « trimmer » (C_1) et « padding » (C_2), dans le circuit de l'oscillateur, afin d'obtenir l'alignement de C avec le condensateur variable d'accord, monté sur le même axe.

L'enroulement de réaction L_2 est alimenté en parallèle par l'intermédiaire du condensateur C_4. La résistance R_2 et le condensateur C_3 servent à produire, au moyen du courant de grille, la polarisation automatique de la lampe oscillatrice (p. 259).

Divers systèmes de commutation sont utilisés pour étendre ce système d'alignement à plusieurs gammes de réception.

Sifflements.

Un récepteur superhétérodyne est sensible à certains brouillages par interférences dont un récepteur à amplification directe est exempt. Le résultat le plus appréciable de ces interférences est un sifflement dont la note change quand on tourne le bouton d'accord, comme cela se produit quand un récepteur à amplification directe « accroche » (c'est-à-dire oscille de manière indésirable). L'ennui est toutefois moins grave dans le cas du superhétérodyne. Il existe à ces sifflements diverses causes, dont certaines sont parfois difficiles à déceler.

La plus commune de ces causes est l'interférence provoquée par ce qu'on nomme la *fréquence image*. Dans le dernier paragraphe, nous avons vu que d'ordinaire la fréquence du signal incident est *inférieure* de la valeur de la F.I. à celle de l'oscillation locale. Or, si, en même temps que le signal désiré, se présente un second signal dont la fréquence soit *supérieure* de la même valeur à celle de ladite oscillation, ce signal produit également une tension à F.I. Si, de plus, la différence de fréquence n'est pas *exactement* égale à la F.I., mais qu'il existe par

exemple un décalage de 1 kHz, les deux signaux à F.I. diffèrent de 1 kHz, et produisent, après détection, une note continue de la même fréquence.

Un exemple fera mieux comprendre ce phénomène. Supposons, pour plus de clarté, que notre F.I. soit cette fois, en chiffres ronds, de 100 kHz. Si la station à recevoir émet sur la fréquence de 950 kHz, l'oscillateur sera accordé sur une fréquence de 100 kHz plus élevée, soit 1050 kHz, et la fréquence du signal à F.I. sera donc égale à la différence, soit 100 kHz. Jusqu'ici, tout va bien. Mais si un signal à 1149 kHz parvient en même temps à la changeuse de fréquence, il se combinera, lui aussi, avec l'oscillation locale, pour produire un signal ayant une fréquence de 1149 — 1050 = 99 kHz. Cette valeur est trop proche de 100 kHz pour que l'amplificateur à F.I. l'élimine par sa sélectivité, de sorte que les deux fréquences seront amplifiées en même temps et atteindront le détecteur, qui fera apparaître leur différence de 1 kHz sous la forme d'un sifflement aigu. Et la moindre modification du réglage d'accord changera la note de ce sifflement, comme le montre le tableau ci-dessous (1) :

Réglage du récepteur	Fréquence de l'oscillateur	F.I. due au signal désiré (950 kHz)	F.I. due au signal indésirable (1149 kHz)	Différence (fréquence du sifflement)
945	1045	95	104	9
946	1046	96	103	7
947	1047	97	102	5
948	1048	98	101	3
949	1049	99	100	1
949,5	1049,5	99,5	99,5	0
950	1050	100	99	1
951	1051	101	98	3
952	1052	102	97	5
953	1053	103	96	7
954	1054	104	95	9

(Toutes les fréquences sont en kHz).

L'amplificateur à F.I., nous l'avons vu, ne peut apporter par lui-même aucun remède à cette situation : les émetteurs donnent tous deux naissance à des porteuses tombant à l'intérieur de sa bande passante. Le superhétérodyne ne peut donc se dispenser entièrement de circuits sélectifs accordés sur la fréquence du signal à recevoir : le seul remède réel est dans la *présélection.*

Une autre sorte d'interférence, peut-être plus grave encore, mais à

(1) Comme le montre la colonne de droite, quand on tourne le bouton du condensateur variable, le sifflement, d'abord aigu, devient de plus en plus grave, disparaît, puis reparaît et monte en fréquence pour redevenir aigu. — *N. d. t.*

laquelle il existe un remède assez simple, se présente quand un émetteur fonctionne sur une fréquence comprise dans la bande passante de l'amplificateur à F.I. Il est évident que si la porteuse d'un tel émetteur parvient jusqu'à l'entrée de cet amplificateur, elle sera amplifiée en même temps que les signaux utiles, et produira un sifflement sur *toutes* les stations reçues. Dans ce cas, une bonne présélection est également utile; mais sur la gamme P.O., la fréquence la plus basse (525 kHz) est dangereusement proche des 455 kHz de la fréquence intermédiaire. On emploie alors un *réjecteur*, accordé sur la F.I., lequel est soit un circuit parallèle (circuit bouchon) en série dans la connexion d'antenne, et qui oppose au passage des signaux indésirables sa résistance dynamique, soit un circuit série, placé entre antenne et terre, et qui constitue alors pour ces signaux un court-circuit.

Les interférences dont nous venons de parler sont produites par des émetteurs indésirables. Mais il est possible que celui que l'on reçoit interfère avec lui-même! Quand sa porteuse arrive au détecteur, elle est évidemment convertie à la fréquence intermédiaire. Et le détecteur, qui est par profession un « déformeur » de signaux, crée inévitablement des harmoniques de cette fréquence (p. 350); autrement dit, il produit des courants ayant des fréquences double, triple, quadruple, etc., de celle du signal F.I. Si ces harmoniques parviennent à la borne antenne, et que par hasard une de leurs fréquences soit très proche de celle de l'émetteur qu'on reçoit, les deux fréquences se combinent pour produire un sifflement. Il est facile de déceler ce défaut en accordant le récepteur sur une fréquence double ou triple de la F.I. Le remède est un filtre de détection soigné, éliminant de la basse fréquence tous les résidus de F.I. afin qu'ils ne puissent se disperser dans tout le câblage et finalement revenir à l'antenne ou aux circuits d'accord.

Il y a aussi la question des harmoniques de l'oscillateur. Supposons que le récepteur soit accordé sur 200 kHz, avec une F.I. de 455 kHz. A ce moment, l'oscillateur est accordé sur 655 kHz, fréquence dont l'harmonique 2 est 1310 kHz. Si un émetteur local puissant travaille sur une fréquence proche de 855 kHz, sa porteuse, en se combinant avec l'harmonique en question, produira une fréquence voisine de 455 kHz, qui, par battement avec la F.I., pourra une fois de plus engendrer une fréquence audible. Il faut dire qu'une interférence de cette nature ne se produira que si le récepteur associe une présélection insuffisante à une oscillation locale très riche en harmoniques.

L'élimination de la plupart de ces interférences est possible tant que les signaux indésirables n'ont pas une puissance considérable, comme c'est le cas quand on habite, pour employer l'expression consacrée, à l'ombre d'une antenne d'émission. Alors, on risque d'être envahi de sifflements ayant d'autres causes encore. Il se peut, par exemple, qu'une porteuse puissante atteignant directement la changeuse de fréquence usurpe la place de l'oscillation locale, et produise des signaux à F.I. en se combinant avec les porteuses d'autres émetteurs indésirables. Chaque fois que deux émetteurs fonctionnent sur des fréquences dont la somme ou la différence est proche de la valeur de la F.I., ce genre d'interférence peut se produire. Un choix convenable de ladite valeur de F.I. peut remédier à ces ennuis, dans la mesure où le constructeur connaît

les fréquences de tous les « couples » d'émetteurs régionaux... Evidemment, une présélection soignée est une fois de plus d'un grand secours.

Présélection.

Le mot a déjà assez été prononcé pour qu'il soit temps de fournir quelques précisions à son sujet. Nous l'avons vu, une certaine sélectivité est nécessaire dans les circuits précédant le changement de fréquence. Cette sélectivité n'est pas destinée à éliminer les émissions faites sur les canaux adjacents: nous avons vu dans le précédent chapitre qu'il était impossible de traiter ce problème au moyen d'un petit nombre de circuits accordés sans amputer de manière prohibitive les bandes latérales. Cette tâche revient à l'amplificateur à F.I., et celle de la présélection est de prévenir les brouillages dus à la fréquence image, en éliminant les signaux distants de deux fois la valeur de la F.I.

Il fut un temps où une valeur de F.I. de l'ordre de 110 kHz était très employée pour les récepteurs de radiodiffusion. Le signal à fréquence image atteignait dans ce cas une valeur suffisante pour rendre nécessaire l'emploi d'un circuit accordé double, nommé *présélecteur*, qui utilisait évidemment un condensateur variable muni d'une section supplémentaire. La demande croissante de récepteurs à bon marché, et par conséquent utilisant le plus petit nombre possible de circuits accordés, conduisit à porter la fréquence intermédiaire à une valeur de l'ordre de 455 kHz, ce qui écartait les fréquences images de près de 1 MHz. Il était alors possible de se contenter d'un seul circuit accordé avant la changeuse de fréquence, comme font d'ailleurs la plupart des récepteurs courants actuellement. A part certains dispositifs comme le réjecteur de F.I., le circuit d'entrée d'un superhétérodyne de cette espèce est tout à fait semblable à la partie correspondante d'un récepteur à amplification directe. Ce système donne à peu près satisfaction sur les gammes P.O. et G.O. Sur les gammes ondes courtes, où les fréquences sont beaucoup plus élevées, deux fois 455 kHz ne représentent que quelques centièmes de désaccord, ce qui fait qu'on constate le plus souvent que le même émetteur peut être reçu sur deux réglages différents du cadran. Les récepteurs destinés exclusivement aux fréquences en question (et plus encore les récepteurs de F.M. et de télévision) sont obligés de faire appel à des valeurs de F.I. appropriées, comme l'indique le tableau page 312.

Page 322, nous avons fait la remarque que la sensibilité des récepteurs destinés aux très hautes fréquences était limitée par le souffle engendré dans le récepteur lui-même. Nous avons dit également que plus une lampe comportait d'électrodes consommant du courant, plus elle produisait de souffle, et que, de toutes, la changeuse de fréquence était la lampe qui en produisait le plus. Sachant que le premier étage d'un récepteur — celui qui est suivi de la plus grande amplification — est celui qui décide au premier chef du rapport signal/bruit, il est évidemment souhaitable que l'étage d'entrée d'un appareil destiné aux très hautes fréquences *ne soit pas* l'étage changeur de fréquence. Il résulte de cela que la plupart des récepteurs de F.M. et de télévision sont munis d'un étage H.F. d'entrée amplifiant directement la fréquence

du signal. Cet étage H.F., dit parfois étage de présélection, offre en outre les avantages de réduire le rayonnement par l'antenne de l'oscillation locale, et de remédier aux interférences qui ont fait l'objet du précédent paragraphe.

Amplificateur « grille à la masse ».

Bien qu'une penthode montée selon le schéma décrit dans le chapitre XVII puisse être employée comme étage de présélection, le souffle plus réduit de la triode la rend très séduisante pour cette fonction. Mais il est nécessaire de trouver un remède aux ennuis causés par sa capacité grille-plaque.

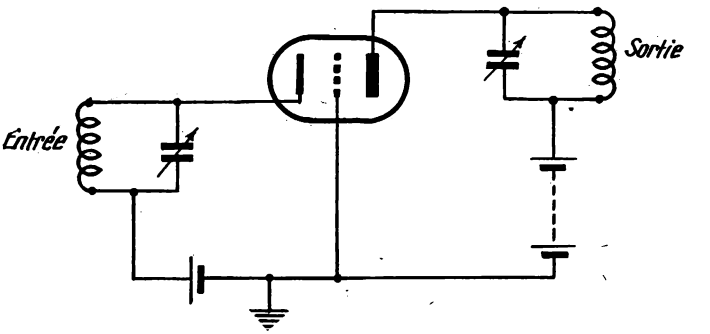


Fig. 19-9. — Amplificateur « grille à la masse ».

Or, ce remède existe, et consiste à employer comme grille-écran la seule et unique grille de la lampe, en la mettant à la masse. L'entrée se fait quand même entre grille et cathode, mais, puisque la cathode ne peut elle aussi être mise à la masse, il faut bien que ce soit elle l'électrode « chaude » (c'est-à-dire sous tension H.F.) (fig. 19.9). De plus, comme le retour du circuit plaque se fait forcément à la cathode, le courant de sortie doit traverser le circuit d'entrée. Quand un signal rend la cathode plus positive, l'effet est le même qu'en rendant la grille négative (et en fait elle le devient *relativement à la cathode*), ce qui cause une diminution du courant plaque, laquelle rend la plaque plus positive. Ce type d'amplificateur *n'inverse donc pas* la polarité du signal. Mais le courant plaque ayant diminué, le courant de cathode (c'est le même) diminue aussi, ce qui rend la cathode *moins positive.* La tension ainsi engendrée est en opposition avec le signal d'entrée, phénomène inverse de celui de la réaction, et qu'on nomme pour cette raison réaction négative, ou *contre-réaction.* Cet effet réduit sérieusement le gain, par rapport à celui qu'on obtiendrait si la lampe était montée de la manière habituelle. Mais même si on n'obtenait qu'une amplification de 2 ou 3, cela en vaudrait la peine, car le rapport signal/bruit serait amélioré. Un gain supplémentaire peut toujours être obtenu dans les étages qui suivent le changement de fréquence. Un autre inconvénient est que la contre-réaction fait apparaître la lampe au circuit d'entrée comme une impédance extrêmement basse; (comparer avec

l'effet Miller, page 273). Mais comme la résistance dynamique des circuits accordés en très haute fréquence est forcément basse elle aussi, ils sont moins sensibles à l'amortissement qui leur est imposé, que ne le seraient des circuits fonctionnant sur des fréquences moins élevées.

Le montage cascode.

Pour remédier à ces deux inconvénients, on combine souvent la triode grille à la masse avec une autre triode montée avec la cathode à la masse, ce qui constitue le *montage cascode* (fig. 19.10). Ici, la triode grille à la masse prend la place de la charge de plaque de la première triode. Sa grille n'est donc à la masse que par rapport au potentiel H.F.; le potentiel continu convenable lui est fourni par un circuit d'alimentation analogue à celui de l'écran d'une penthode. En fait, dans son fonctionnement d'ensemble, le cascode ressemble à la penthode, mais il est dépourvu du souffle de cette dernière.

On peut se demander comment la première triode, montée selon le schéma classique avec sa cathode à la masse, ne cause pas, surtout aux fréquences élevées où on emploie ce montage, des ennuis prohibitifs dus à l'effet Miller. Ces ennuis sont évités par la faiblesse de sa charge de plaque, qui est l'impédance d'entrée de la seconde triode, impédance très basse comme nous l'avons dit. Dans les conditions où elle travaille, la première triode ne donne pratiquement pas de gain de tension — ou tout au moins fort peu — ce qui fait qu'il n'y a presque pas non plus de réaction. Mais cette lampe remplit quand même un rôle utile, car elle a une impédance d'entrée élevée, qui permet au circuit accordé de fournir une tension bien plus grande que dans le cas où il attaque directement une cathode.

Rôle de l'amplificateur à F. I.

Maintenant que nous nous sommes occupés de la présélection et du changement de fréquence, nous pouvons revenir au problème de la sélectivité, qui concerne spécialement l'amplificateur F.I. Les deux grands avantages apportés par le changement de fréquence sont l'accord fixe et le fait que, quelle que soit la fréquence du signal, l'amplification peut s'effectuer sur la fréquence choisie par le constructeur. L'accord fixe garantit la constance du gain et de la sélectivité à toutes les fréquences, et un résultat plus proche de la perfection que celui qu'on pourrait tirer du meilleur récepteur à accord variable. La faculté de choisir la fréquence sur laquelle s'effectue l'amplification est aussi la garantie de pouvoir obtenir un gain plus élevé quand le besoin s'en fait sentir.

La figure 18.9 nous a montré que, même en utilisant six circuits accordés, on était encore loin du résultat idéal, combinant une sélectivité suffisante avec le respect de l'intégrité des bandes latérales. La grande cause des ennuis rencontrés est évidemment la forme de la courbe de résonance du circuit accordé simple (fig. 18.7), forme bien éloignée de la courbe idéale, raide des flancs et plate au sommet, quasi rec-

tangulaire. De plus, avoir une lampe entre chaque paire de circuits est dangereux, coûteux, et donne un gain excessif. On se rappelle (p. 306) que la raison de cette interposition des lampes (en dehors de leur fonction amplificatrice) était d'empêcher que le couplage réactif, nécessaire pour transférer l'énergie d'un circuit à l'autre, n'altère la forme des

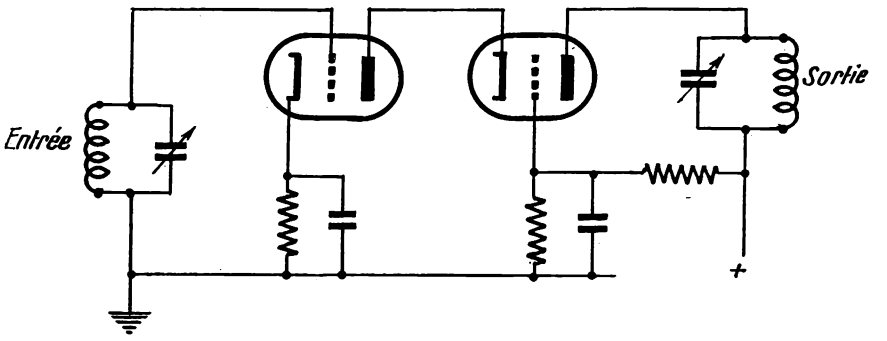


Fig. 19-10. — Circuit cascode.

courbes de résonance. Quand on introduit un tel couplage, il devient très difficile de prévoir quelle forme de courbe de résonance on obtiendra exactement.

Bien sûr, c'est là une question un peu effrayante à aborder quand on touche au sujet pour la première fois. Mais on aurait tort de ne pas chercher s'il n'y a pas là quelque avantage à mettre en pratique. Car, en effet, on peut démontrer (ce que nous ne ferons pas ici parce qu'il nous faudrait entreprendre des calculs dépassant le niveau mathématique de ce livre) qu'un tel couplage conduit non seulement à une économie de lampes, mais encore à l'obtention d'une meilleure forme de courbe de résonance.

Couplage critique des circuits accordés.

Il existe beaucoup de manières de coupler des circuits accordés. La figure 19.11 montre quelques-unes d'entre elles. Le point commun de toutes ces méthodes est qu'il existe entre les deux circuits une certaine réactance commune (ou encore mutuelle). Dans le circuit *a*, c'est une capacité, C_m. En *b*, c'est une inductance, L_m. En *c*, l'inductance mutuelle M. Pour le calcul, heureusement, le résultat, à n'importe quelle fréquence, ne dépend pas de la nature de la réactance mutuelle, mais seulement de sa valeur, de sorte que nous pouvons la désigner tout simplement par x. En fait, presque toujours, c'est la méthode *c* qu'on emploie, parce qu'elle ne met pas en jeu d'élément supplémentaire, et que le couplage peut être ajusté au moyen d'un simple changement de l'écartement des bobinages. De même que L/r est le facteur qui détermine la sélectivité d'un circuit accordé simple, x/r détermine l'effet du

degré de couplage sur les courbes de résonance combinées des deux circuits.

La meilleure manière de se rendre compte de cet effet est d'examiner les courbes de résonance de deux circuits (*a*) non couplés, mais reliés par une lampe amplificatrice, et (*b*) avec couplage réactif.

Aussitôt se pose la question : quelle est la valeur de ce couplage? Pour chaque valeur de x, en effet, on obtient une forme de courbe de résonance différente. Or, comme le but principal du couplage est de

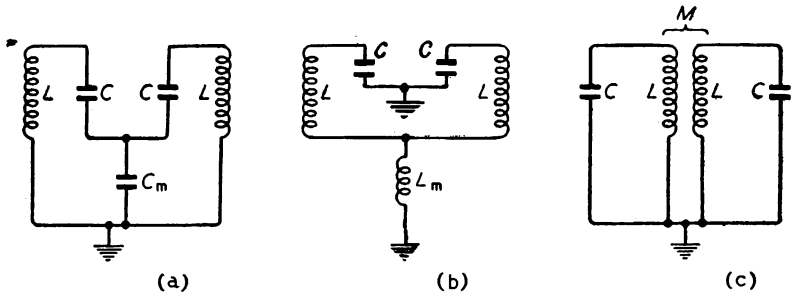


Fig. 19-11. — Trois méthodes de couplage : a) par capacité commune C_m; b) par inductance commune L_m; c) par inductance mutuelle M.

transférer d'un circuit à l'autre l'énergie représentant le signal, il est normal de chercher à établir le couplage qui réalise ce transfert avec le meilleur rendement possible. Et ce n'est pas, comme on pourrait se le figurer à première vue, le couplage le plus serré qui réalisera cette condition. Au contraire, avec des circuits à faibles pertes, le couplage doit être très faible, et simplement établi de manière à avoir $x = r$.

La figure 19.12 *b* représente la courbe obtenue avec cette valeur de couplage, qu'on nomme *couplage critique*. Les deux circuits en question ont le même rapport L/r. S'il existait quelque différence, une approximation pourrait être obtenue en prenant le rapport moyen. La courbe *a*, qui est celle des circuits non couplés, est la même que sur la figure 18.7, mais avec toutes les valeurs de S élevées au carré. Bien que la différence de forme ne soit pas énorme, il est évident que la courbe obtenue avec les circuits couplés est beaucoup plus plate du sommet. Mais la sélectivité est également moins bonne. L'avantage du couplage devient plus évident quand on s'arrange pour que la résistance des circuits couplés ne soit que la moitié de celle des circuits non couplés (fig. 19.12 *c*).

Si, par exemple, le rapport L/r de chacun des circuits non couplés représentés par la courbe *a* était de 10, le même rapport, pour les circuits couplés de la courbe *c*, serait de 20. Pour les deux paires de circuits, la fréquence subissant la même atténuation est de 6 kHz (intersection de *a* et *c*), mais on constate que les circuits couplés assurent une meilleure transmission des fréquences inférieures à cette valeur que ceux qui ne le sont pas, en même temps qu'ils procurent une sélectivité plus poussée.

Effets de la variation du couplage.

Même ainsi, l'atténuation, sur les canaux adjacents, n'est que de 8 à peine, ce qui n'assure pas une protection suffisante contre le brouillage produit par un émetteur de même puissance que celui qu'on reçoit. Mais il est permis de se demander si un degré de couplage différent ne donnerait pas une forme de courbe plus favorable. S'il en était ainsi, il ne faudrait pas redouter une certaine perte d'énergie, que l'on pourrait rattraper en poussant un peu plus l'amplification. La figure 19.13 montre ce qui se passe quand on fait varier le couplage. Les courbes ont été tracées avec une échelle de fréquence linéaire, afin qu'elles soient pareilles à celles qu'on peut observer sur l'écran d'un oscilloscope (p. 385).

Si, en rendant x inférieur à r, on descend en dessous du couplage critique, non seulement on réduit la tension aux bornes du second circuit, mais on rend la courbe plus pointue, résultat tout à fait indésirable. Si, par contre, on resserre le couplage, on obtient un sommet à deux bosses, donnant chacune la même tension que le couplage critique. Et plus on resserre le couplage, plus les deux bosses s'écartent.

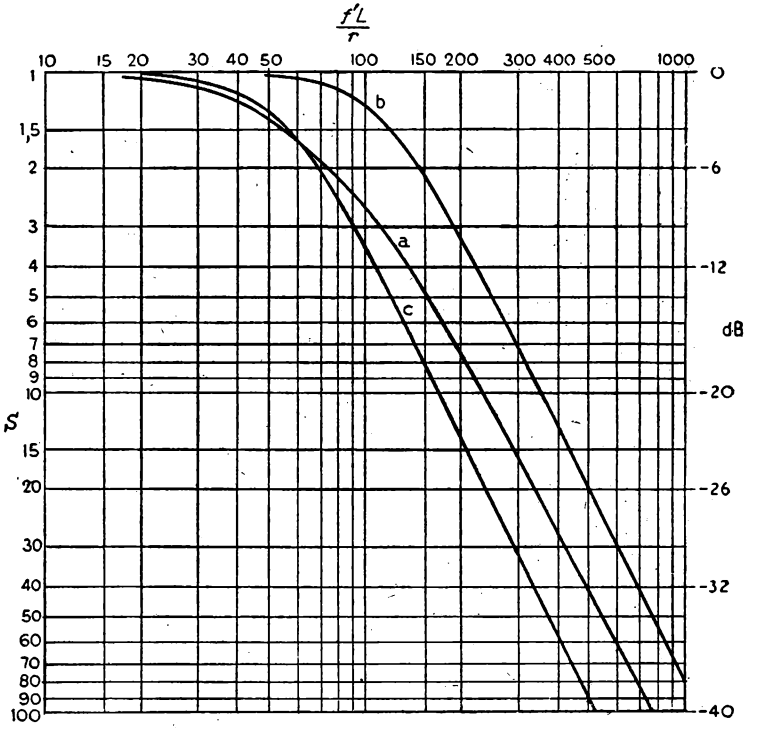


Fig. 19-12. — Comparaison des courbes de résonance de deux circuits semblables : a) non couplés ; b) au couplage critique. La courbe c est la même que la courbe b, mais a été décalée vers la gauche pour représenter l'effet d'une résistance inférieure de moitié.

Nous sommes donc, enfin, en possession d'un moyen d'augmenter la sélectivité en diminuant l'amortissement des circuits, tout en maintenant une réponse maximum sur les bandes latérales. C'est pour cette raison que l'on nomme *filtres de bande* les paires de circuits accordés ainsi couplés.

Il y a néanmoins une limite à cette manière de procéder, car si on pousse trop loin la sélectivité, on obtient une courbe du genre de celle de la figure 19.14, qui procure une amplification exagérée d'une fréquence particulière comprise dans les bandes latérales. De toutes façons, il est difficile d'obtenir en pratique deux bosses parfaitement symétriques, et encore plus difficile de maintenir cette symétrie dans le temps, parce que le degré de couplage exact est extrêmement délicat à réaliser. De plus, une telle forme de courbe rend l'accord du récepteur assez malaisé, parce que l'usager a tendance à régler sur la fréquence qui donne le son le plus puissant, fréquence qui dans ces conditions n'est évidemment pas celle de la porteuse.

Le meilleur compromis consiste probablement à employer deux filtres de bande dont l'un au couplage critique, et suffisamment sélectif pour causer une certaine atténuation des bandes latérales, et le second légèrement surcouplé de manière que les deux bosses compensent l'atténuation due au premier. L'ensemble assurera à la fois un sommet plat et une chute très raide sur les flancs.

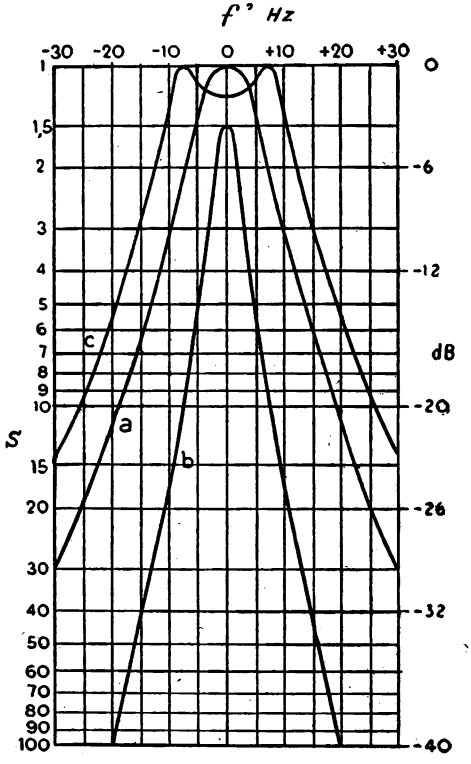


Fig. 19-13. — Changements de la courbe de résonance dus à la variation du couplage : a) couplage critique ; b) couplage inférieur au couplage critique ; c) circuits surcouplés.

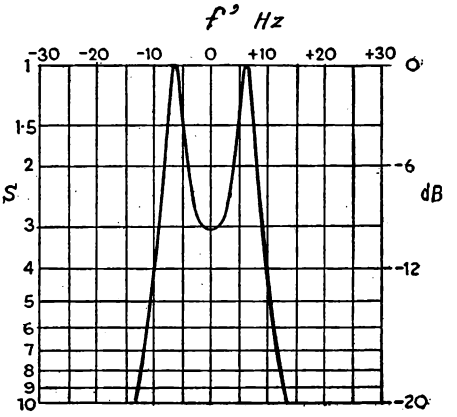


Fig. 19-14. — Effet de surcouplage sur des bobinages trop sélectifs ; courbe à deux pointes de résonance, dite « en oreilles de lapin ».

Quand il s'agit de couvrir des bandes passantes très larges, comme c'est le cas en télévision, et pour pallier la difficulté d'alignement, on adopte souvent une autre solution qui est l'emploi de circuits décalés. On utilise alors un certain nombre de circuits simples ou doubles accordés sur différentes fréquences, comme le montre la figure 19.15.

Un exemple typique d'amplificateur F. I.

La plupart des récepteurs de radiodiffusion courants n'ont qu'un étage d'amplification à fréquence intermédiaire. On trouve alors un premier filtre de bande (dit encore *transformateur* M.F.) entre la changeuse de fréquence et l'amplificatrice, et un second entre celle-ci et le détecteur.

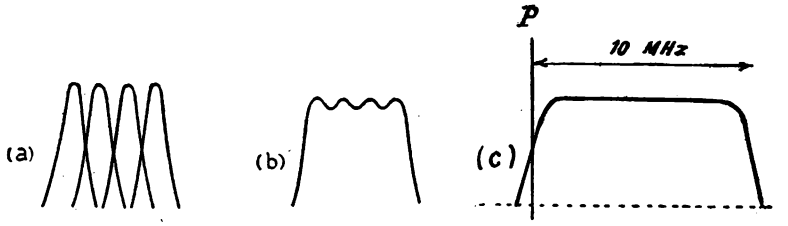


Fig. 19-15. — Accord décalé. Les circuits (a) sont accordés sur des fréquences légèrement différentes ; en b, le résultat global : sommet plat et coupure brusque sur les flancs. En c, décalage de la porteuse image dans les systèmes de télévision à très large bande.

Les récepteurs de télévision doivent laisser passer sans atténuation sensible des fréquences allant jusqu'à 2,5 MHz dans le standard anglais et à 8 ou 10 MHz dans le standard français à 819 lignes. Dans ce dernier cas, on emploie des circuits à F.I. ayant une courbe de résonance très asymétrique, de manière à ne passer pratiquement qu'une

seule bande latérale, la porteuse se trouvant au milieu de l'un des flancs (fig. 19.15 *c*).

De toutes façons, de telles largeurs de bande passante nécessitent l'emploi de valeurs de F.I. très élevées (voir tableau, p. 326), et de circuits accordés ayant des courbes de résonance très aplaties, ce qu'on obtient en les amortissant au moyen de résistances placées en parallèle sur les bobinages. Dans ces conditions, les résistances dynamiques sont basses, de même que le gain par étage, ce qui fait qu'on emploie plusieurs étages à F.I.

A titre d'exemple, nous allons essayer de calculer les valeurs pratiques à utiliser pour un récepteur de radiodiffusion de modèle courant. On supposera une valeur de F.I. de 470 kHz et deux transformateurs ajustés au couplage critique. Nous pourrons donc nous servir des courbes de la figure 19.12 afin de trouver le rapport L/r correspondant. Supposons qu'on admette une atténuation de 6 dB pour un désaccord de 4 kHz, soit 3 dB par filtre. La valeur correspondante de $f' L/r$ est alors de 112, valeur qui, divisée par 4, nous donne $L/r = 28$. La fréquence de résonance étant de 470 kHz, $Q = 2\pi f_r L/r = 2\pi \times 0{,}470 \times 28 = 83$ (L étant exprimé en *microhenrys*, on compense ce fait en exprimant f_r en MHz).

De nombreuses combinaisons de L et C peuvent être utilisées pour obtenir l'accord sur 470 kHz; comme la résistance dynamique est égale à QX_L (p. 134) le gain est d'autant plus grand que la valeur de L est plus élevée. Le gain le plus élevé serait donc obtenu en supprimant totalement le condensateur, les capacités parasites de la lampe et du câblage en tenant lieu. On pourrait alors effectuer le réglage en faisant varier L au moyen d'un noyau en poudre de fer agglomérée qu'on visserait plus ou moins dans le tube supportant l'enroulement. Mais le réglage ainsi obtenu serait trop sensible aux moindres changements de capacité, comme celui qui se présente quand on doit remplacer une lampe. Qu'on emploie des condensateurs fixes ou ajustables (ces derniers servant au réglage d'accord, quand la valeur de L est fixe), il est donc préférable de conserver à C une valeur suffisante pour porter la capacité totale (capacités parasites incluses) à environ 200 pF. Si nous adoptons ce chiffre, la résonance sera obtenue pour $L = 573$ µH (p. 129). La résistance dynamique de chaque circuit pris séparément sera égale à $QX_L = 83 \times 2\pi \times 0{,}470 \times 573 = 140\,000\ \Omega$.

En ce qui concerne la résistance dynamique et la tension de sortie, une paire au couplage critique équivaut à un circuit simple ayant une résistance H.F. égale à $2r$. Supposons que, dans notre exemple, la pente de la lampe amplificatrice F.I. soit de 2 mA/V. Le gain de tension sera alors approximativement de $2 \times 140/2 = 140$ (puisque r est doublé, le gain de tension et R sont divisés par deux). Ce gain s'entend de la sortie de la changeuse de fréquence au détecteur. On suppose bien entendu que la résistance d'entrée de ce dernier a été prise en considération dans le calcul de L/r. En pratique, il serait assez difficile d'arriver à un chiffre de 28 pour le secondaire.

En supposant que la pente de conversion de la changeuse de fréquence soit de 0,7 mA/V, ce qui est dans le domaine du possible, le gain dû à cette lampe, attaquant un filtre du type décrit, sera de

$0,7 \times 140/2 = 49$. Le gain global, de la grille de l'élément modulateur à la détection, sera donc de $49 \times 140 = 6860$. Pour fournir au détecteur une tension à F.I. de 10 V, la tension de signal sur ladite grille devra donc être de $10/6,86 = 1,46$ mV. Par suite du gain dû à la surtension du circuit d'accord, la tension que l'antenne devra fournir (même sans étage de préamplification) sera considérablement inférieure à ce chiffre.

Commande du gain.

La plupart des récepteurs ont un gain élevé avant la détection, afin d'être capables de fournir à celle-ci une tension suffisante même lorsqu'ils sont accordés sur le plus faible signal utilisable. On peut alors se demander ce qui se produit quand le même récepteur est accordé sur un puissant émetteur local. Dans l'exemple que nous venons de donner, une tension de 1,46 mV sur la grille de la changeuse de fréquence fournissait au détecteur une tension de 10 V. Comme il n'y aurait rien d'extraordinaire à ce qu'un émetteur local fournisse à la même grille une tension de 100 mV, avec le même gain, le détecteur serait gratifié de 685 V. Il est vrai que ce chiffre est purement théorique, car avec une tension d'alimentation plaque de 250 V, valeur la plus courante, une telle tension ne pourrait en aucun cas être fournie par la lampe amplificatrice F.I. Cette lampe produirait donc un écrêtage intense, et par conséquent une formidable distorsion. Et même si c'était possible, et que le détecteur soit capable de supporter les 685 V en question, une telle amplification serait parfaitement indésirable; en effet, le réglage de volume sonore, du minimum au maximum, devrait s'effectuer sur une fraction de l'ordre de 1 % de la rotation totale. Au-delà, on aurait un son beaucoup trop puissant (ou une image trop contrastée dans le cas d'un téléviseur) et de la distorsion.

Ce qu'il faudrait, ce serait pouvoir ajuster le gain des étages précédant la détection, de manière que celle-ci reçoive la même tension quelle que soit celle du signal capté par l'antenne. Et la valeur de la tension amplifiée devrait être juste suffisante pour qu'on n'ait qu'un petit excédent de puissance en tournant au maximum le bouton de réglage du volume sonore.

On pourrait, par exemple, placer un potentiomètre entre antenne et terre, de manière à ne fournir au circuit d'accord que juste la tension de signal nécessaire à une réception normale. Dans ces conditions, les étages précédant la détection travailleraient constamment au maximum de gain, et, par suite, fourniraient au détecteur le maximum de souffle. On peut tolérer qu'il y ait du souffle sur les émetteurs éloignés, mais il est difficile de l'admettre sur les stations locales. Par contre si, au lieu de réduire le signal, on réduit le gain, le souffle est atténué dans la même mesure, et le rapport signal/bruit de fond est amélioré.

Comme le gain d'un étage est approximativement égal à SR, nous pouvons, pour le réduire, agir au choix sur l'un ou l'autre de ces deux facteurs. Mais il est bien difficile d'ajuster au moyen d'un bouton la résistance dynamique d'un circuit, tandis qu'il est, par contre, très facile de faire varier la pente d'une lampe amplificatrice. La courbe

I_a/V_g d'une penthode est analogue à celle d'une triode (voir par exemple la figure 9.7): la pente est de moins en moins abrupte à mesure qu'on augmente la polarisation de grille. Tout ce qu'il faut donc pour ajuster cette pente, c'est une source de tension négative et un diviseur de potentiel qui permette d'appliquer à la grille la fraction voulue de cette tension (fig. 19.16). S'il y a plusieurs lampes amplificatrices à

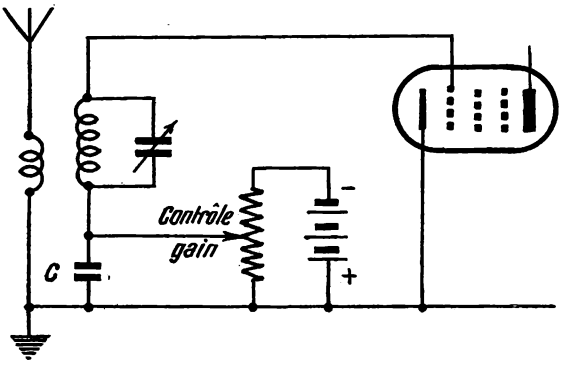


Fig. 19-16. — Réglage de l'amplification (gain) d'un étage par changement de la polarisation de grille.

commander, toutes les grilles peuvent être commandées simultanément par cette méthode. Le condensateur C sert à fournir au circuit de grille un chemin de retour à basse impédance vers la masse.

Distorsion dans les étages H. F. et F. I.

Pour la réception des signaux les plus faibles, notre réglage de sensibilité appliquerait à la lampe une tension de polarisation juste suffisante pour éviter qu'un courant de grille ne se produise (p. 150). Dans ces conditions, le point de fonctionnement est situé sur une partie pratiquement linéaire de la caractéristique, et comme, en plus, l'amplitude du signal est très petite, aucune distorsion appréciable ne se produit.

Mais supposons que nous recevions une station locale. Pour maintenir au même niveau la tension transmise au détecteur, il faudra réduire le gain de notre amplificatrice, en lui appliquant une tension de polarisation plus élevée. Cela amènera son point de fonctionnement dans la partie inférieure de la courbe, vers la naissance du coude, et, en même temps, le signal sera beaucoup plus important, de sorte qu'il sera considérablement déformé, et même en partie redressé: ce sont là, à peu de choses près, les conditions de fonctionnement d'une détectrice « plaque ».

Mais n'est-ce pas là en vérité une manière par trop pessimiste d'envisager la situation? Pour nous en assurer, réfléchissons quelques instants à ce que « distorsion » veut dire dans le cas présent. Rappelons-nous que ce qu'il est important de préserver, c'est la forme de l'onde qui a servi à moduler notre porteuse, son enveloppe, pour employer un autre terme, qui permettra de reconstituer les sons originaux. Peu

nous importent les périodes de l'onde porteuse : elles sont sinusoïdales, mais nous pourrions fort bien les remplacer par des impulsions carrées, ou par n'importe quoi, pourvu que l'enveloppe, la courbe que forment les sommets, ne soit pas altérée (p. 200). Un redresseur parfait élimine les alternances négatives de chaque période, et pourtant une distorsion si importante du courant H.F. ne produit pas pour autant de distorsion de la modulation. Comme nous l'avons vu à propos de la figure 16.15, c'est le redresseur imparfait qui déforme la modulation, en altérant les proportions relatives qui existent entre les périodes du courant H.F. Mais sauf quand la modulation est très profonde, il est surprenant de constater combien peu elle est déformée, même par une courbure prononcée de la caractéristique d'une lampe amplificatrice.

Transmodulation.

La distorsion de l'enveloppe de l'onde modulée n'est pas la seule conséquence d'une non-linéarité de l'amplification H.F. (étages à F.I. inclus). Il y a aussi ce qu'on nomme la *transmodulation*, qui fait son apparition sous l'aspect trompeur d'un défaut de sélectivité.

Supposons qu'un récepteur soit utilisé pour recevoir un émetteur distant de la station locale de 50 kHz. Avec un écart de fréquence de cet ordre, nous pouvons penser, sans risque d'erreur, que la sélectivité

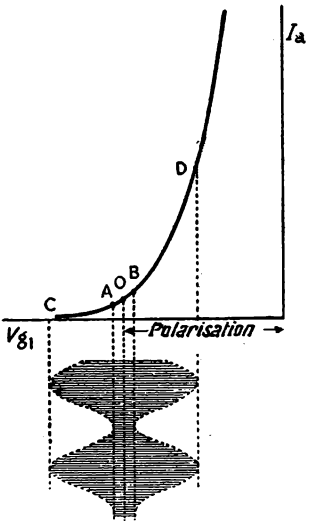


Fig. 19-17. — Comment la pente moyenne d'une lampe varie pendant chaque cycle de modulation d'un signal puissant.

des circuits accordés est largement suffisante pour réduire l'émetteur local au mutisme complet. Mais la grille de la première lampe n'en est protégée que par un seul circuit accordé, ce qui fait qu'en même temps que le signal de l'émetteur relativement moins puissant qu'on cherche à capter, elle peut fort bien recevoir de l'émetteur local une tension assez importante.

Il convient de faire ici un rapprochement avec le fonctionnement d'une changeuse de fréquence, autre exemple de lampe à caractéristi-

ques non-linéaires ayant à s'occuper de deux signaux à la fois. Sur la figure 19.17, on voit un échantillon de la porteuse modulée provenant de l'émetteur local, en présence de la caractéristique I_a/V_g de notre première lampe. Le point de fonctionnement, déterminé par la polarisation qu'applique notre dispositif de réglage du gain, est marqué O.

Considérons maintenant ce qui se produit quand est appliqué en même temps le signal que nous désirons recevoir. La porteuse de l'émetteur local (comme faisait l'oscillation locale dans un changeur de fréquence) fait osciller la porteuse de l'autre émetteur, entre A et B pendant les creux de modulation (de l'émetteur local s'entend), et entre C et D pendant les crêtes. Il y a donc déplacement du point de fonctionnement, et, du fait que la caractéristique est incurvée, variation de l'amplification communiquée à la porteuse de faible amplitude. Or, en moyenne, cette amplification est plus grande entre C et D qu'entre A et B, ce qui fait que l'amplitude de la porteuse utile varie *à la fréquence de modulation du perturbateur*. Autrement dit, elle reçoit en surimpression cette deuxième modulation, de sorte que même si la sélectivité des circuits suivants est largement suffisante pour éliminer totalement la porteuse indésirable, on n'en entendra pas moins les deux programmes à la fois.

Si l'émission sur laquelle le récepteur est accordé est interrompue, on cesse en même temps d'entendre le perturbateur, ce qui prouve bien que le brouillage est dû à la transmodulation, et non au manque de sélectivité.

Pour éviter la transmodulation, il faut réduire la courbure de la caractéristique, si possible sans perdre pour autant la faculté de faire varier le gain par la méthode qui vient d'être décrite.

Lampes à pente variable.

Le défaut des lampes ordinaires est que la pente de leur caractéristique I_a/V_{g1} change très rapidement dans le bas, et beaucoup moins vite dans le haut. Cela offre l'inconvénient de concentrer toute

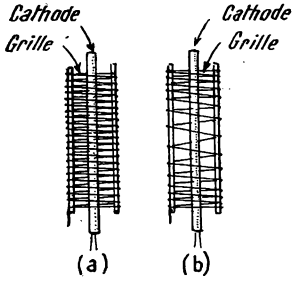


Fig. 19-18. — Grilles d'une lampe : a) à pente fixe; b) à pente variable.

la courbure dans la région utilisée pour la réception des émissions locales, et par conséquent de provoquer des distorsions sur les programmes qu'en général on désire recevoir le plus fidèlement. De plus, le réglage du gain s'effectue d'une manière irrégulière.

Pour remédier à ces deux défauts, il faudrait être en possession de lampes dont la pente varierait d'une manière régulière, ou tout au

moins varierait moins rapidement dans le bas. Or, ce résultat peut être obtenu tout simplement en faisant varier le pas des spires de la grille de commande, au lieu de les enrouler avec un espacement régulier comme cela se fait dans les lampes ordinaires. Sur la figure 19.18, on voit en *a* la grille d'une lampe ordinaire, ou à *pente fixe*, et en *b* celle d'une lampe à *pente variable*. Avec celle-ci, quand on augmente la polarisation de grille, le courant est d'abord interrompu aux extré-

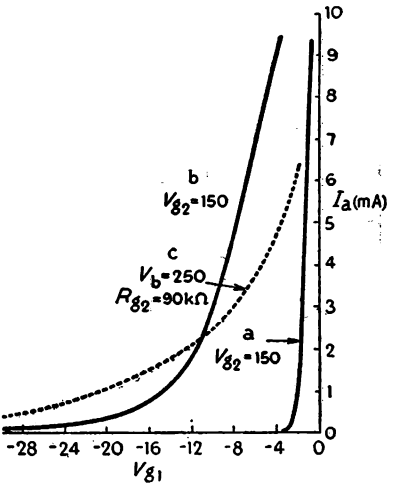


Fig. 19-19. — Courbes I_a/V_g d'une penthode à pente fixe (a); à pente variable (b). En c, effet de l'alimentation de g_2 à travers une résistance série : V_{g2} augmente avec la polarisation de G_1

mités, où les spires sont plus serrées, tandis que des électrons continuent de passer au milieu, où il existe des intervalles relativement grands, et il faut une tension de — 30 ou — 40 V pour leur barrer totalement le passage.

On voit très bien sur la figure 19.19 la différence de caractéristiques obtenue. En *a* est représentée la courbe d'une lampe du premier type, avec sa coupure brusque du courant plaque pour une faible tension négative, et en *b* celle d'une lampe semblable, mais munie d'une grille à pas variable. Il est évident qu'avec la courbe obtenue, la commande du gain peut s'effectuer d'une manière beaucoup plus progressive. Pour mieux juger du degré de perfection du résultat obtenu, il suffit de tracer une courbe où S prend la place de I_a, comme on le voit sur la figure 19.20, courbe qui concerne la même lampe et les mêmes conditions de fonctionnement que sur la figure 19.19 *b*. Sur la figure 19.20, on a utilisé pour S une échelle logarithmique, non pas seulement pour rendre la figure plus lisible sur une gamme étendue de valeurs, mais aussi parce qu'il est souhaitable que le gain augmente dans le même *rapport* (voir ce qui a été dit à propos des décibels, page 175) pour des variations égales de V_{g1}, idéal qui, sur un graphique de cette nature, est traduit par une ligne parfaitement droite. Et l'on constate sur la figure 19.20 que cet idéal est approché de très près.

On observe néanmoins que S tend à augmenter un peu trop rapidement dans le haut, conjointement à un accroissement rapide de I_a. Il est possible d'y remédier en alimentant g_2 à travers une résistance

série de valeur convenable (R_s, figure 17.9). De la sorte, V_{g2} diminue à mesure qu'on réduit la tension de polarisation. L'effet inverse se produit quand la polarisation augmente ; I_{g2} diminuant en même temps que I_a, la chute de tension dans R_s diminue aussi, V_{g2} augmente, et la plage de réglage s'en trouve étendue. Cet effet est illustré par la figure 19.19 *c*, où g_2, au lieu d'être alimentée par une tension fixe de

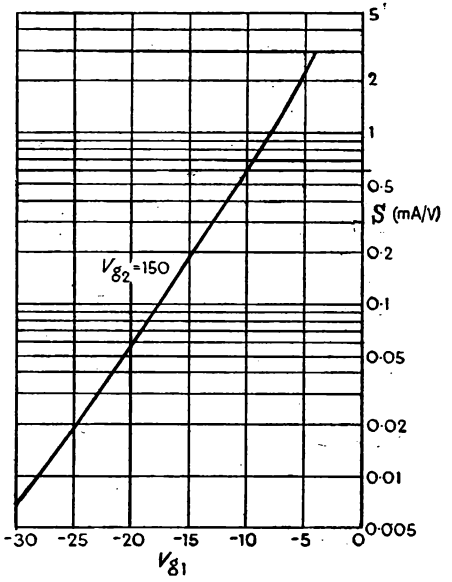


Fig. 19-20. — Graphique de la pente par rapport à V_{g1}, correspondant à la courbe b de la figure 19-19.

150 V, est reliée au + 250 V à travers une résistance de 90 kΩ. Par un choix convenable de ces valeurs, le constructeur peut modifier dans une certaine mesure, selon les besoins, les caractéristiques de la lampe.

Commande automatique du gain (C. A. G.).

Dans un récepteur parfait, le gain H.F. devrait varier automatiquement de manière à compenser les différences de tension des signaux. De cette manière, pour autant que leur profondeur de modulation soit la même, les émetteurs seraient tous reçus avec la même intensité sonore, déterminée par la position du réglage de volume choisie par l'usager. Car l'auditeur moyen ne tient pas à assumer la tâche purement technique qui consiste à vérifier que les divers étages du récepteur travaillent dans les meilleures conditions possibles.

Dans un autre chapitre de ce livre (p. 258), nous avons dit qu'il existait une raison particulière pour que l'on branche les diodes de manière que la tension continue résultant du redressement de l'onde

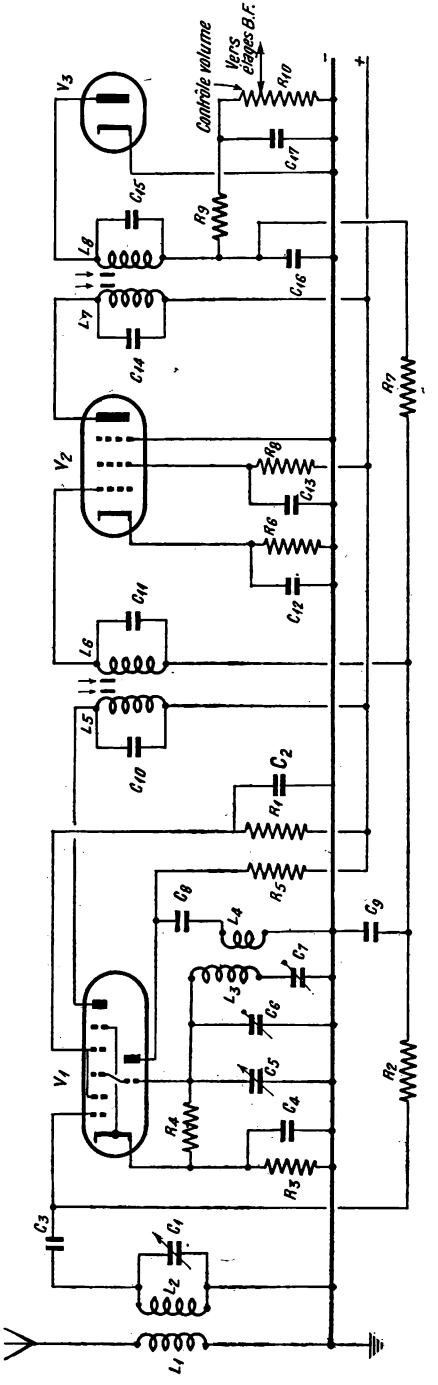


Fig. 19-21. — Schéma d'un superhétérodyne classique, de l'antenne au réglage du volume sonore. On voit une changeuse de fréquence V_1, une penthode F. I. V_2, la détectrice diode V_3, le circuit de C. A. G. R_7 C_9 R_2.

porteuse fût négative par rapport à la masse. Cette raison apparaît maintenant: une tension négative augmentant avec la tension du signal peut être employée à réduire le gain, si on l'applique comme polarisation aux grilles des lampes H.F. Ce dispositif a reçu le nom de *commande automatique du gain* (C.A.G.). Le terme de contrôle automatique du volume (sonore) (C.A.V.) quelquefois employé, est évidemment moins approprié.

Le niveau du signal à la sortie du détecteur doit néanmoins varier quand même, puisque c'est lui qui sert à commander le gain des étages précédant la détection. Le système en question n'est donc pas parfait, tant s'en faut. Divers perfectionnements lui ont été apportés qui permettent d'obtenir des résultats approchant de la perfection. L'un des plus courants consiste à n'appliquer la tension de polarisation que quand le signal a atteint un niveau utilisable. Des détails sur les schémas employés sont donnés dans les ouvrages traitant de la conception des récepteurs.

La figure 19.21 montre l'application d'une C.A.G. simple aux étages précédant la détection. En outre, cette figure constitue une révision générale de ce que nous avons appris jusqu'ici à propos des récepteurs; c'est en effet un schéma pratique comprenant tous les éléments que nous avons étudiés dans les quatre derniers chapitres. On l'a simplifié en éliminant tous les dispositifs de commutation, ainsi que les bobinages destinés à la réception des autres gammes. Il peut néanmoins paraître compliqué quand même, bien qu'il ne soit que la réunion des circuits partiels que nous connaissons déjà. Avant d'attaquer la suite, il serait utile d'apprendre à bien identifier les éléments en question, et à bien comprendre la raison d'être de chaque pièce utilisée.

V_1 est une triode-heptode changeuse de fréquence, et V_2 l'amplificatrice F.I. La flèche qui les traverse toutes deux indique que ce sont des lampes à pente variable, spécialement conçues pour être commandées par un système de C.A.G. (Les changeuses de fréquence du type additif, c'est-à-dire où les deux tensions sont appliquées à la même grille, ne peuvent être employées dans ce circuit, parce que la polarisation variable réagirait sur l'oscillateur.) Pendant la réception d'un signal, le potentiel du point P varie comme le montre la figure 16.7 *b*, c'est-à-dire qu'on y trouve un mélange de H.F., de B.F., et une composante continue négative. La H.F. est éliminée par le filtre $C_{16}\,R_9\,C_{17}$, la H.F. et la B.F. par le filtre $R_7\,C_9$, de sorte que seule la composante continue parvient aux grilles comme tension de C.A.G.

La section images d'un récepteur de télévision ne peut être commandée d'une façon aussi simple, parce que le signal de vision n'a pas une porteuse d'amplitude moyenne constante. Cette amplitude varie en effet selon l'éclairement moyen de la scène transmise, et l'on ne peut songer à supprimer la différence existant entre l'ombre et la lumière.

Il est donc nécessaire d'utiliser certaines parties du signal qui ne sont pas reproduites sur l'écran, pour obtenir la tension de C.A.G. requise.

CHAPITRE XX

AMPLIFICATEUR A BASSE FREQUENCE

Utilité des étages B. F.

Dans toutes les parties de récepteurs que nous avons étudiées jusqu'ici, la fonction de chaque lampe était de fournir à la suivante sa *tension d'attaque*, c'est-à-dire la tension de signal appliquée à sa grille. Du fait que les lampes sont des éléments commandés par des tensions — le courant de grille est normalement si petit que la puissance absorbée est pratiquement négligeable — l'amplification procurée par chaque étage a été jusqu'à présent évaluée sous le rapport du gain de tension. Ce n'est pas toujours le cas: les transistors, par exemple, sont commandés par des courants. Et quand on arrive au dernier étage d'un récepteur — l'étage de sortie ou *de puissance* — il faut bien tenir compte de ce à quoi un récepteur est finalement destiné: les récepteurs de son actionnent généralement un haut-parleur, et pour que celui-ci puisse mettre en branle un volume d'air appréciable, il faut dépenser une certaine puissance, c'est-à-dire à la fois de la tension et du courant. La lampe (ou le transistor) de puissance doit être, comme son nom l'indique, d'un modèle approprié à sa fonction, et l'étage doit être étudié de manière que l'on dispose d'une puissance suffisante sans distorsion excessive.

L'étage de sortie pourrait être branché directement derrière le détecteur. Cela se fait quelquefois; mais le plus souvent, on trouve, entre eux deux, au moins un étage d'amplification B.F. Cela peut paraître illogique si on se rappelle qu'il a été dit par ailleurs que le détecteur fonctionne d'autant mieux qu'il a affaire à un signal plus important. Mais il existe au moins une bonne raison — et parfois deux — d'agir de la sorte.

Pour commencer, il peut arriver qu'on ait besoin d'une puissance de sortie telle qu'il ne soit pas possible d'obtenir directement une tension d'attaque suffisante pour la grille de la lampe de puissance, parce que l'étage H.F. précédant le détecteur est incapable de fournir à ce dernier, sans distorsion, un signal assez élevé. (Rappelons que dans ce cha-

pitre, H.F. signifie aussi bien H.F. que F.I.) Il ne faudrait pas oublier que chaque volt de tension B.F. sortant du détecteur a demandé plus d'un volt de tension H.F. à l'entrée: il y a des pertes dans la détection et le filtre qui la suit, et, la plupart du temps, la profondeur de modulation moyenne est bien inférieure à 100 %.

Ensuite, si l'on veut que le récepteur soit très sensible, il peut être difficile d'obtenir sur une seule fréquence (et même sur deux dans le cas d'un superhétérodyne), une amplification suffisante. Car cette amplification est susceptible de représenter un gain de tension de dix millions, gain qui nécessiterait des précautions de blindage extraordinaires (p. 293). Le problème se simplifie considérablement quand l'amplification est répartie sur plusieurs fréquences différentes: par exemple un gain de 50 en H.F., de 4000 en F.I. (y compris le changement de fréquence), et de 50 en B.F.

D'autre part, il existe évidemment beaucoup d'amplificateurs B.F. qui ne sont pas destinés à la radio. Tels sont par exemple les appareils de prothèse auditive, les installations publicitaires, les amplificateurs destinés à l'enregistrement et à la reproduction sur disques, bandes magnétiques, films, tous appareils où le microphone, le lecteur de son, la cellule, donnent une tension de signal bien trop faible pour se prêter à une utilisation directe.

Distorsion.

L'amplification B.F. repose sur les mêmes principes que l'amplification H.F., mais les conditions sont sensiblement différentes. Le problème de la sélectivité ne se pose plus; par contre, celui de la distorsion revêt une importance bien plus grande. De sorte qu'il nous semble utile, avant de passer aux considérations pratiques, d'étudier la distorsion d'un point de vue général.

Il existe deux grandes catégories de distorsions: les unes sont causées par les irrégularités de la réponse *en fréquence*, les autres par les défauts *de linéarité* de l'amplificateur. Il est facile de comprendre comment se produisent les premières: le gain de l'amplificateur varie avec la fréquence, ce qui fait que les sons ne sont pas reproduits avec leurs amplitudes relatives d'origine. Un exemple de ce genre de distorsion a déjà été rencontré: une sélectivité exagérée des circuits accordés fait que les fréquences élevées de la modulation sont atténuées par rapport aux plus basses.

La distorsion non-linéaire, elle, s'exerce sur les variations d'amplitudes instantanées: ce sont les formes d'ondes qui sont altérées. En général, ce genre de distorsion est plus désagréable à l'oreille que la distorsion de fréquence.

Distorsion de fréquence.

Cette distorsion, pour tout ou partie d'un amplificateur, peut être mise en évidence au moyen d'un graphique indiquant le gain de tension

par rapport à la fréquence (ou, ce qui revient au même, l'atténuation). Comme ce sont les rapports de fréquence qui, pour l'oreille, déterminent la hauteur des sons, l'échelle des fréquences est pratiquement toujours logarithmique. Elle s'étend généralement de 20 à 20 000 Hz, en trois sections de rapport 10. Dans un graphique de cette espèce, ce qui nous intéresse, c'est le rapport des amplitudes, des tensions ou des puissances, plutôt que les valeurs absolues, de sorte que les échelles verticales sont souvent logarithmiques aussi. Comme nous l'avons vu dans le chapitre XI, si on emploie des unités logarithmiques comme les

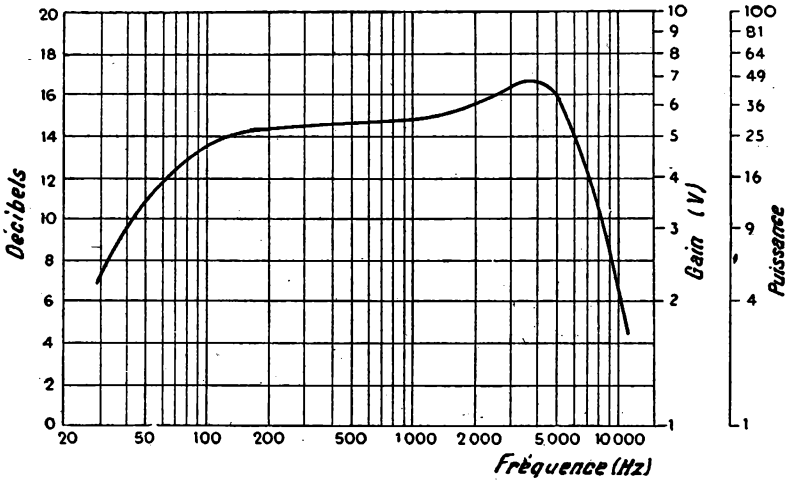


Fig. 20-1. — Courbe de réponse B. F. typique, employant des coordonnées logarithmiques.

décibels, on peut employer une échelle linéaire. C'est ce qu'on a fait sur la figure 20.1, qui est un exemple caractéristique de courbe amplitude/fréquence.

Pour rendre plus facile l'interprétation de ce genre de courbe, il est utile de noter qu'une variation de 1 dB dans le niveau d'un son est pratiquement la plus petite différence que l'oreille puisse percevoir. Si une atténuation (ou un gain) de plusieurs décibels se produit dans une portion étroite de la gamme des fréquences audibles, elle peut passer inaperçue. Du point de vue de la distorsion audible, il est donc inutile de chercher à compenser des différences ne représentant que des fractions de décibel. Mais il faut observer qu'une pointe d'un ou deux décibels, tout en passant parfois inaperçue, est susceptible de causer une distorsion non-linéaire en surchargeant l'amplificateur. Une atténuation de 10 dB à toutes les fréquences supérieures à 1000 Hz, par exemple, sera par contre très perceptible, parce qu'elle produira un son étouffé et indistinct. Une suramplification du même ordre, ou, ce qui revient au même, une atténuation égale aux fréquences inférieures, causera de même un son suraigu, nasillard.

Ce que cette distorsion a de bon, si on peut dire, c'est que celle qui se produit dans une des parties de l'appareil peut être compensée par l'introduction, à un autre endroit, d'une distorsion de sens contraire. Par exemple, si, en recherchant une sélectivité poussée, on a quelque peu atténué les fréquences élevées de la musique, on peut y remédier en suramplifiant ces fréquences dans la partie B.F. du récepteur. Mais il ne faudrait pas abuser du procédé, parce que plus la compensation est importante, plus un changement de ses caractéristiques ou de la distorsion initiale risquera d'être perceptible.

Les dispositifs permettant à l'usager d'agir sur la réponse en fréquence selon ses goûts personnels ont reçu (à tort) le nom de « *réglages de tonalité* ».

Distorsion non linéraire.

Bien que ce terme soit très employé, ce qui n'est pas linéaire, en réalité, c'est l'amplificateur qui produit le genre de distorsion en question. La non-linéarité (p. 45) peut être exprimée au moyen d'un graphique de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. Une diagonale rectiligne passant par l'origine, comme sur la figure 2.3, exprime une linéarité parfaite, et signifie que toute augmentation ou réduction de la tension d'entrée produira une tension de sortie exactement proportionnelle. Les lampes sont typiquement des éléments non-linéaires, comme le montre la courbure de leurs caractéristiques (fig. 16.14, etc.). Nous avons déjà constaté ce fait quand nous avons étudié les amplificateurs H.F. (p. 338) et les détecteurs (p. 266); nous avons en même temps noté qu'on évite la distorsion en n'utilisant pour l'amplification que les parties des caractéristiques qui sont sensiblement rectilignes. Les inconvénients causés par la non-linéarité résiduelle peuvent quelquefois être compensés au moyen d'une résistance d'amortissement linéaire.

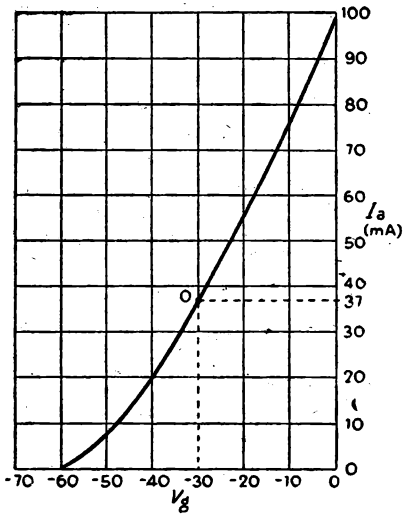


Fig. 20-2. — Courbe typique d'une triode, montrant la non-linéarité. Si le point de fonctionnement est 0 (par suite de l'application d'une polarisation de moins 30 V), une alternance positive du signal ayant 30 V d'amplitude augmentera le courant plaque de 62 mA, tandis qu'une alternance négative de même amplitude ne le réduira que de 37 mA). Voir figure 20-3.

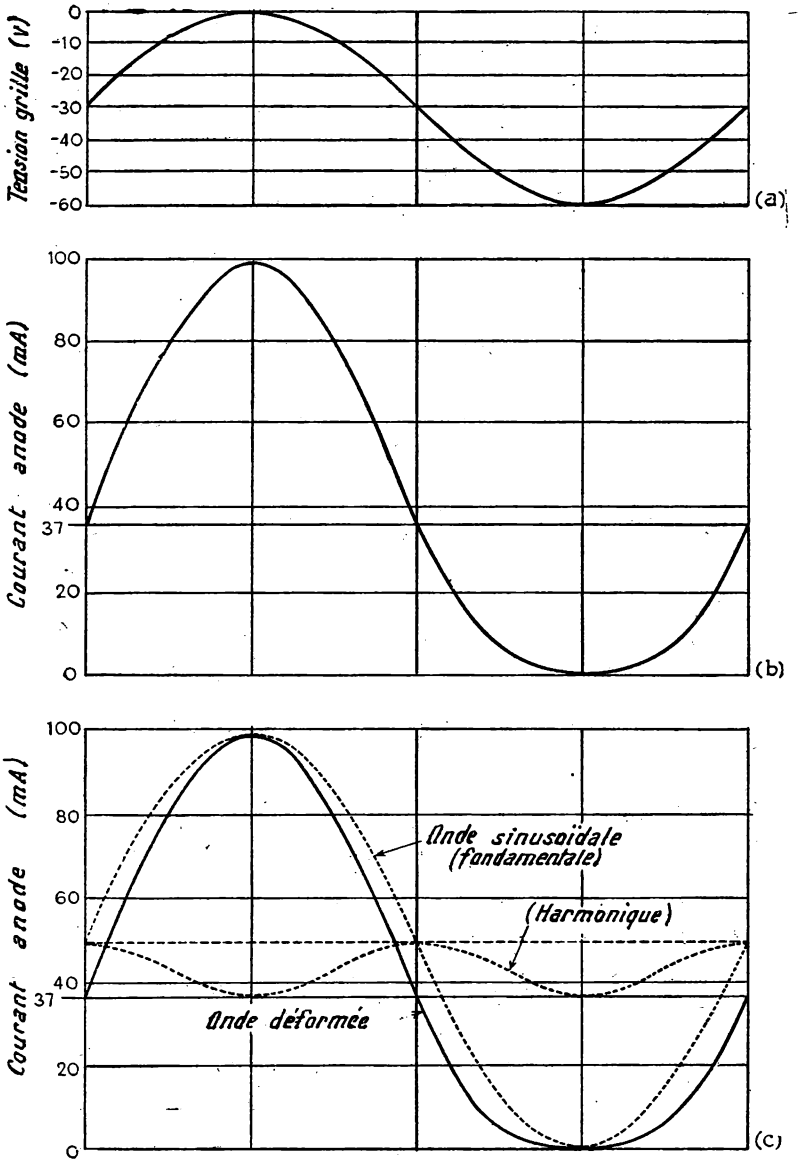


Fig. 20-3. — Figure montrant que l'onde de sortie déformée (b), qui résulte de l'application à la grille de la lampe de la figure 20-2 de la tension de signal (a), équivaut à la combinaison (c) d'une onde non déformée avec son harmonique 2.

Si on en juge d'après les courbes en question, l'effet le plus évident de la non-linéarité serait apparemment une disproportion entre la tension d'entrée et le volume du son reproduit. Il est exact que, si l'on réduit de 90 % le signal appliqué à un détecteur, la tension B.F. tombera probablement à une valeur bien inférieure au dixième de celle qu'elle avait avant cette réduction, du fait de la courbure inférieure de la caractéristique (p. 264). Mais c'est peut-être là le moindre des inconvénients de la non-linéarité.

Ce qui est beaucoup plus grave, c'est qu'elle cause une altération des formes d'ondes. Jusqu'ici, cela ne nous a pas ennuyés beaucoup, parce que nous avions affaire surtout à des ondes porteuses, et que la forme des périodes de ces porteuses était sans importance (p. 338). Mais maintenant nous nous occupons d'ondes à basse fréquence, correspondant aux ondes sonores originales, et dont la forme doit évidemment être préservée à tout prix, faute de quoi il ne sera plus possible de reconnaître, par exemple, les timbres respectifs des différents instruments de musique. Le son obtenu « écorchera » l'oreille du mélomane. Si l'onde a une forme sinusoïdale, le son est pur, « rond », comme celui d'une flûte dont on joue doucement.

La figure 1.2 *c* donne des échantillons de trois ondes sinusoïdales, différant par la fréquence, et donnant par conséquent des sons de hauteurs différentes, mais ayant tous la même pureté. La quatrième onde est le résultat de la combinaison des trois premières: le son résultant est moins « moelleux » à l'oreille. Supposons maintenant que la première onde soit celle qui a servi à moduler la porteuse de l'émetteur, et la quatrième celle qui sort du haut-parleur, ayant été déformée par quelque manque de linéarité du récepteur: il est certain que le son reproduit n'est pas une copie fidèle de l'original. Le fait important à retenir est que le son reproduit contient certaines fréquences (celles du second et du troisième échantillon) qui n'existent pas dans le son original.

Production d'harmoniques.

C'est là un point si important qu'il est nécessaire de l'étudier d'une manière détaillée. La figure 20.2 est un exemple typique de caractéristique non-linéaire, et la figure 20.3 *a* représente une période de la tension sinusoïdale appliquée à la lampe en question. L'échelle des tensions de grille représentées par les différents points de l'onde nous permet de tracer la forme d'onde du courant plaque correspondant (fig. 20.3 *b*). Cette onde est visiblement déformée; l'alternance positive est plus pointue, l'alternance négative aplatie. En *c*, cette onde déformée est redessinée afin qu'on puisse la comparer de près à une onde sinusoïdale pure (en pointillé) ayant la même tension crête à crête. La différence (c'est-à-dire le résultat de la distorsion) est également tracée en pointillé, et l'on constate que c'est une onde sinusoïdale de fréquence double, ou autrement dit l'*harmonique 2* de l'onde originale (qui est l'harmonique 1 ou plus communément la *fondamentale*). L'amplitude crête à crête de l'harmonique 2 est ici de 13 V, pour 100 V

de fondamentale. On dira par conséquent que l'amplificateur produit une distorsion de 13 % d'harmonique 2.

La distorsion d'harmonique 2 est le produit caractéristique du genre de non-linéarité que montre la figure 20.2, et dans laquelle la pente augmente ou diminue d'une manière régulière. Du côté où la pente est la plus forte, l'alternance a un sommet plus développé, et du côté où elle est moindre, l'alternance s'aplatit. Avec une caractéristique comme celle de la figure 20.4, en prenant 0 comme point de fonction-

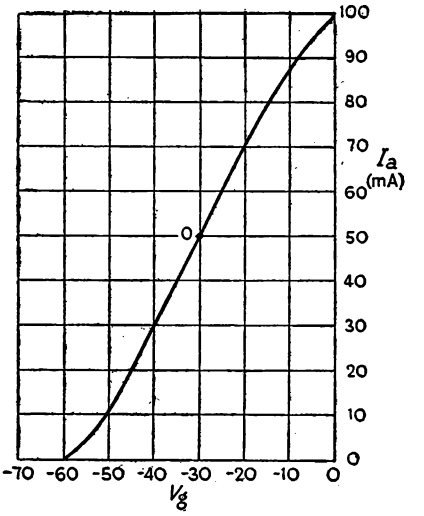


Fig. 20-4. — Ce genre de non-linéarité ne produit pas de distorsion d'harmonique 2, car les alternances du courant plaque résultant d'alternance de signal grille égales sont égales aussi. Mais on a, par contre, une distorsion d'harmonique 3.

nement, les deux alternances sont aplaties, et on constate que ce genre de distorsion introduit une fréquence triple de celle du signal, ou autrement dit d'harmonique 3. Mais les caractéristiques réelles sont généralement plus complexes, ce qui fait qu'on trouve en même temps des distorsions d'harmonique 2 et d'harmonique 3, qui s'accompagnent d'harmoniques 4, 5, 6, etc., de plus en plus faibles.

L'oreille tolère en général un pourcentage assez important d'harmonique 2, un peu moins d'harmonique 3, et ainsi de suite. Un pour cent seulement d'harmoniques d'ordre plus élevé, comme par exemple l'harmonique 11, suffit à communiquer au son une sorte d'aigreur désagréable et nettement perceptible. La raison en est que l'harmonique 2 représente une différence d'exactement une octave, tandis que les harmoniques d'ordre supérieur forment des rapports discordants.

Intermodulation.

C'est pour la simplicité de la démonstration que nous avons considéré jusqu'ici la distorsion d'une onde sinusoïdale pure. Mais il est évident que les ondes de formes plus complexes correspondant aux instruments de musique et à la voix humaine sont déformées de manière similaire. Un principe de la plus haute importance, exprimé par le théorème de Fourier, veut que les ondes de tous les phénomènes périodiques, si complexes que soient leurs formes, puissent être décomposées

en ondes sinusoïdales, savoir la fondamentale et ses harmoniques, qui en sont des multiples exacts. De sorte que lorsqu'on a affaire à des ondes non-sinusoïdales, il est normal de procéder à une telle analyse, puis d'attaquer isolément les problèmes posés par les diverses composantes sinusoïdales. C'est l'histoire de celui qui, constatant combien il était dur de rompre un fagot, le délia et rompit fort bien les branches séparées. Diviser la difficulté en autant de parties qu'il le faut pour la bien résoudre, a dit Descartes.

Il est possible, *pourvu que le circuit soit linéaire*, de calculer la tension et l'intensité de chaque harmonique, comme si cette fréquence particulière était seule présente dans le circuit. Mais précisément, nous étudions des dispositifs non-linéaires, où il serait faux d'affirmer que deux courants circulant en même temps n'exercent aucune influence l'un sur l'autre. Si c'était vrai, le changeur de fréquence n'existerait pas. Nous avons en effet (p. 315) constaté que, quand deux tensions de fréquences différentes sont appliquées ensemble à un élément non-linéaire comme par exemple un redresseur, le courant résultant renferme non seulement les fréquences originales, mais aussi deux autres fréquences égales à la somme et à la différence des deux premières. Cet effet est très utile dans les changeurs de fréquence et les modulateurs, mais absolument indésirable dans un amplificateur B.F. Quand il s'y produit, cela veut dire que toutes les fréquences présentes dans le son original (et elles peuvent être nombreuses lors de la retransmission d'un grand orchestre) réagissent les unes sur les autres pour produire de nouvelles fréquences. C'est l'effet baptisé *intermodulation*.

Or, contrairement à ce qui se produit avec les harmoniques inférieurs, ces nouvelles fréquences sont généralement discordantes. Même un son aussi harmonieux que celui de l'accord parfait (do, mi, sol) est rendu méconnaissable par l'introduction de tons discordants proches du ré ou du fa. Quand la distorsion non-linéaire est importante, l'intermodulation rend le son trouble, grinçant, ferraillant, en bref tout à fait désagréable. Et quand ce genre de distorsion s'introduit quelque part dans l'amplificateur, il est impossible de la faire disparaître par la suite.

Limites tolérables de la non-linéarité.

Chaque fois qu'on essaie de tirer d'une lampe la plus grande puissance possible, on se heurte à la non-linéarité. C'est elle, en fait, qui limite la puissance possible. Par conséquent, c'est dans l'étage de puissance que le problème est le plus délicat. Si on réduit l'amplitude du signal, afin de rester dans les parties linéaires de la caractéristique, la distorsion peut être très faible, mais alors la puissance obtenue est trop faible par rapport à la puissance dissipée. Le problème ne consiste pas à trouver un réglage pour lequel il n'y ait aucune distorsion : vouloir cela, ce serait réduire la puissance à zéro. Il consiste à déterminer le taux de distorsion admissible, et à établir ensuite l'amplifi-

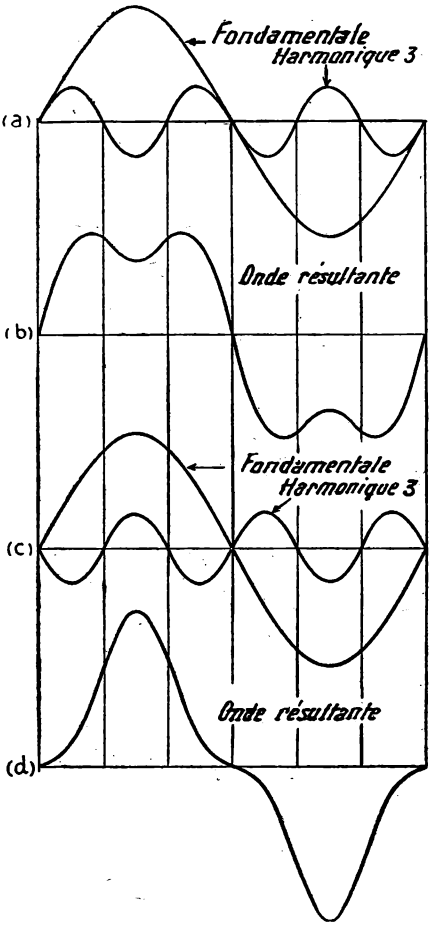


Fig. 20-5. — Figure montrant que la forme d'onde résultant de l'addition de deux composantes de fréquences différentes est considérablement modifiée quand changent les relations de phases.

cateur de manière à en tirer la plus grande puissance possible sans dépasser la limite fixée.

Or, il n'est pas facile de fixer la limite. En matière de reproduction musicale, par exemple, il faudrait se baser sur l'effet désagréable produit sur l'auditeur. Et l'impression varie à la fois selon l'auditeur et selon la nature du programme. Enfin, comme nous venons de le montrer, le taux de distorsion appréciable à l'oreille dépend de l'ordre des harmoniques (2, 3, etc.), ou des sons créés par l'intermodulation, aussi bien que du pourcentage de distorsion lui-même.

Différents systèmes d'évaluation du taux de distorsion *mesurable* ont été proposés; mais plus ils approchent de ce qu'on peut honnêtement considérer comme la réalité, plus ils sont compliqués. De ce fait, et bien que tout le monde soit d'accord pour reconnaître que la méthode n'est pas satisfaisante, on continue à se baser sur le pourcentage d'harmoniques. Il serait préférable de spécifier le pourcentage de chaque harmonique, mais le plus souvent, le tout est réuni sous l'étiquette de « distorsion harmonique totale ».

Nous verrons par la suite comment le taux d'harmoniques peut être évalué, tout au moins d'une manière approximative, au moyen des courbes caractéristiques.

Distorsion de phase.

Le principal résultat du passage du signal à travers un filtre quelconque, même s'il ne se compose que d'une résistance et d'une réactance en série, est un changement d'amplitude variant avec la fréquence (p. 260). Si certaines fréquences sont sérieusement atténuées par rapport aux autres, le filtre produit une distorsion de fréquence, qui peut évidemment être voulue ou accidentelle. Mais un tel filtre produit également dans une certaine mesure des rotations de phases. Si le signal est une sinusoïdale pure, le déphasage introduit n'a aucune influence sur la forme de l'onde ; mais peu de gens passent leur temps à écouter des sinusoïdales pures et continues.

Pour prendre un exemple un peu plus compliqué, supposons qu'une sinusoïde pure soit combinée avec son harmonique 3. Ces deux ondes sont représentées séparément sur la figure 20.5 *a*. En *b*, on constate que la forme d'onde qui résulte de la combinaison se rapproche quelque peu d'une onde carrée. Supposons ensuite, qu'après passage à travers différents circuits, les phases relatives aient été modifiées de la manière représentée en *c*. Une nouvelle addition des deux ondes aboutit à la résultante *d*, qui est tout à fait différente de *b*. Or, ce qui est étrange, c'est que l'oreille, pourtant si sensible à certains changements des formes d'ondes (comme par exemple ceux qui sont produits par l'introduction de fréquences nouvelles), paraît totalement incapable de déceler la différence qui existe entre *d* et *b*, et même n'importe quelle différence due aux rotations de phases d'ondes entretenues.

Quand il s'agit de télévision, néanmoins, le respect des phases relatives est beaucoup plus important, parce que c'est l'œil qui juge et que, pour lui, les formes sont de la plus haute importance. Là, une distorsion de phase comme celle de la figure 20.5 serait inadmissible.

D'une manière générale, on peut dire que si l'on prend soin d'éviter la distorsion de phase, la distorsion de fréquence sera évitée du même coup.

Distorsion dans les amplificateurs à résistances.

Il nous faut maintenant appliquer ces données générales à des amplificateurs réels. Nous commencerons par l'amplification de tension, dont l'exemple typique est l'étage que l'on trouve le plus souvent entre le détecteur et la lampe de puissance dans les récepteurs courants. Pour cet étage, on emploie pratiquement toujours le couplage par résistance et capacité, montage que nous avons déjà étudié d'une manière assez détaillée dans le chapitre XI, tout au moins en ce qui regarde

le gain et le choix de la résistance de charge. La question qui se pose maintenant est celle de la distorsion.

Dans la plupart des récepteurs, l'étage de puissance ne demande qu'une tension d'attaque de l'ordre de 10 V, ce qui fait que la tâche de l'étage de tension n'est pas bien lourde, et qu'on éprouve rarement quelque difficulté due au manque de linéarité. On peut donc tenir pour acquis que ce genre de distorsion est causé presque uniquement par

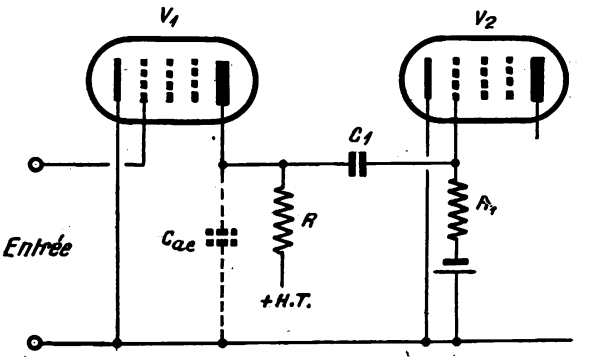


Fig. 20-6. — Montage simple d'amplificateur à résistance. C_{ae} représente la capacité parasite non réductible.

l'étage de puissance, pour lequel il constitue le problème le plus important. Nous nous attacherons donc spécialement à la distorsion de fréquence.

Quand, dans le chapitre XVII, nous avons tenté d'appliquer le montage à résistances à l'amplification haute fréquence, nous nous sommes heurté à des difficultés dues aux capacités parasites plaque-grille et plaque-masse (fig. 17.2). Un courant traverse d'autant moins facilement une capacité que sa fréquence est plus basse : nous pouvons donc nous attendre à ce que les difficultés en question soient bien moins graves en amplification B.F. Les effets cumulés des deux capacités ne sont cependant pas négligeables. Nous avons vu en effet que quand la charge de plaque est résistive, l'effet Miller, dû à la capacité plaque-grille, ajoute à la capacité d'entrée une capacité égale à $(A + 1)\ C_{ag}$, où A représente le gain de tension. Cette capacité s'ajoute à la capacité plaque-masse de l'étage précédent (s'il y en a un) ; et avec une triode, elle peut être bien plus grande que cette dernière — suffisante en fait pour devenir gênante alors que la capacité de sortie de la lampe ne l'était pas.

C'est pour cette raison, et aussi — surtout — pour obtenir un gain plus élevé, que l'on emploie souvent des penthodes dans les étages amplificateurs de tension. Leur effet Miller est tout à fait négligeable en basse fréquence, de sorte qu'on n'a à tenir compte que de la capacité plaque-masse. La figure 20.6 donne le schéma d'un étage complet, où C_{ae} comprend toute la capacité qui se trouve effectivement en parallèle avec les résistances de couplage (la capacité d'entrée de V_2 y est

incluse). Supposons que nous estimions cette capacité globale à 30 pF. Avec quelques précautions, on pourrait arriver à une valeur plus faible.

Le tableau ci-dessous donne la réactance de cette capacité pour diverses fréquences, calculée au moyen de la formule $X_c = 1/(2\pi f C)$.

f (en Hz)	X_c (en kΩ)
100	53 000
1000	5300
10 000	530
100 000	53

A 100 Hz, la réactance, qui est de 53 MΩ, a un effet absolument négligeable. Même à 1000 Hz, elle n'aura guère d'autre effet que de causer un léger déphasage. Mais si, désireux d'obtenir un gain élevé, on emploie une résistance de charge (R) de forte valeur, on risque d'avoir une perte assez marquée à 10 kHz, par suite de la réduction de l'impédance de couplage effective.

Nous avons vu (p. 172) que le gain de l'étage (A) est égal à $-\mu R/(r_a + R)$, et que $\mu = S r_a$ (p. 148). En combinant ces deux formules nous obtenons:

$$A = \frac{-S r_a R}{R + r_a}$$

A est donc proportionnel à la valeur de R en parallèle avec r_a (p. 50). Mais si cet ensemble est shunté par une réactance de valeur égale, l'impédance totale se réduit à $1/\sqrt{2}$, ou 70,7 % de la valeur précédente (p. 109), et le gain se trouve réduit dans la même mesure. Il s'ensuit que les notes élevées, de fréquence f, sont réduites à une amplitude égale à 70,7 % de celle des fréquences les plus basses, soit une perte de 3 dB, quand $1/(2\pi f C) = R r_a/(R + r_a)$; ou autrement dit, quand la réactance de la capacité parasite est égale à la résistance interne de la lampe en parallèle avec la résistance de charge.

En supposant que la résistance interne de la penthode soit égale à 1,5 MΩ et que R et R_1 en parallèle fassent 0,5 MΩ, on obtient la courbe de réponse de la figure 20.7 (comparer à la figure 16.11). Toute diminution de la réactance (c'est-à-dire toute augmentation de C_{ae}) ou toute augmentation de R ou r_a accentuent proportionnellement la perte sur les fréquences élevées. La courbe ne change pas de forme pour autant: elle recule simplement vers la gauche. Il est clair que dans le cas où une capacité élevée est inévitable (comme par exemple quand on réalise une liaison au moyen d'un câble blindé assez long), ou encore quand on a affaire à des fréquences élevées, l'emploi d'une lampe à faible résistance interne alliée à une résistance de charge réduite aide à maintenir les pertes aux fréquences élevées dans des limites raisonnables. Un procédé plus indiqué pour les cas particuliers est décrit page 372.

En télévision, les amplificateurs à vidéo-fréquence (V.F.) doivent couvrir une gamme de fréquences allant de zéro à plusieurs MHz; il est alors nécessaire d'utiliser des résistances de charge de valeurs très basses, et, pour compenser dans la mesure du possible la diminution du gain due à cette manière de procéder, des lampes spéciales ayant une très forte pente.

Le condensateur de liaison et la résistance de fuite de grille (C_1 et R_1 sur la figure 20.6) forment un diviseur de potentiel aux bornes de la source de tension amplifiée, c'est-à-dire entre plaque et masse (il est bon de rappeler ici que le + H.T. équivaut à la masse du point de vue des signaux). Ce n'est donc que le signal apparaissant aux bornes de R_1 qui est appliqué à la grille de l'étage suivant, et ce sont cette fois les fréquences basses qui sont atténuées, C_1 constituant une impédance en

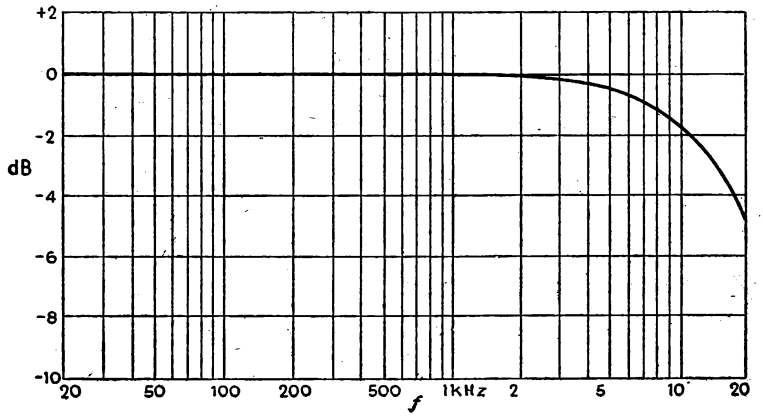


Fig. 20-7. — Courbe de réponse de l'amplificateur de la figure 20-6 pour une résistance interne de V_1 = 1,5 MΩ R et R_1 en parallèle faisant 0,'5 MΩ, et C_{ae} = 30 pF. On voit exprimée en dB l'atténuation aux fréquences élevées due à C_{ae}.

série. (Comparer au filtre R_2C_2 dans la figure 16.12.) La forme de la courbe de réponse aux fréquences basses sera semblable à celle de la figure 20.7, sauf que la chute sera du côté gauche. Le point correspondant à une atténuation de 3 dB (70,7 %) pourra également être calculé en écrivant $R_1 = 1/(2\pi f C_1)$. Autrement dit, si on se rappelle ce qui a été expliqué page 71, la constante de temps C_1R_1 est égale à $1/(2\pi f)$, soit en gros au sixième de la durée d'une période du signal.

Comme le point « — 3 dB » marque la fréquence pour laquelle l'atténuation commence à être sensible, il est utile de se rappeler que ce point est aussi celui pour lequel « résistance = réactance », aussi bien pour les fréquences basses que pour les fréquences élevées.

Des valeurs usuelles sont C_1 = 0,01 μF, et R_1 = 0,5 MΩ, valeurs pour lesquelles le point — 3 dB correspond à environ 32 Hz.

Couplage par transformateur.

Le couplage à résistances est économique et peu encombrant, et moyennant un choix convenable des éléments, il permet d'obtenir sur toute la gamme des fréquences utiles une distorsion de fréquence négligeable. Mais il est certain que, par suite de la chute dans la résistance de charge, la tension plaque effective est forcément inférieure à celle de la source de H.T., ce qui limite la tension de signal qui peut être obtenue avec une linéarité raisonnable. Avec le couplage par transformateur, on peut obtenir une tension d'attaque plus élevée pour l'étage suivant (fig. 20.8), non seulement parce que la résistance du primaire est relativement faible, mais encore parce qu'il est possible d'adopter un rapport élévateur.

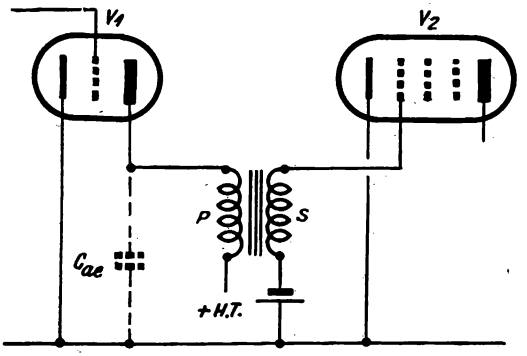


Fig. 20-8. — Amplificateur à liaison par transformateur.

On peut regarder le primaire (P) comme remplaçant R (fig. 20.6). Mais il diffère de R en ce sens que son impédance varie considérablement avec la fréquence ; en fait, il constitue un circuit réjecteur (p. 135), son inductance étant accordée par la capacité parasite C_{ae}. Cela pourrait paraître parfaitement incompatible avec l'obtention d'une réponse sensiblement uniforme sur toute la gamme B.F. Et il est indubitable que si l'on emploie une penthode, de sorte que le gain soit à peu près proportionnel à l'impédance de charge (p. 285), il sera fort difficile d'éviter la distorsion de fréquence. Mais la ligne en trait plein de la figure 11.4 montre que quand la résistance de charge est beaucoup plus grande que la résistance interne de la lampe, elle peut varier dans de larges limites sans affecter notablement le gain. Ce principe reste valable lorsque la charge est une impédance. Par conséquent, en utilisant une lampe à faible résistance interne et en prenant soin que l'impédance garde à toutes les fréquences une valeur élevée, la distorsion de fréquence pourra être fort tolérable.

Aux fréquences élevées, le facteur limitatif est encore une fois la capacité plaque-masse. Et, malheureusement, la capacité répartie d'un enroulement de transformateur a toutes les chances du monde d'être bien supérieure à la capacité parasite d'une résistance. De plus, la capacité aux bornes du secondaire équivaut à une capacité n^2 fois plus grande aux bornes du primaire, n étant le rapport de transformation (p. 120). Et plus on met de tours aux enroulements pour maintenir élevée l'impédance aux basses fréquences, plus grande est la capacité.

De sorte que la fabrication d'un transformateur ayant une courbe de réponse satisfaisante est un art délicat. Un transformateur est forcément une pièce encombrante, et dont le prix n'a qu'un rapport lointain avec celui d'une résistance; et finalement, le gain de tension dû au rapport élévateur est partiellement sinon entièrement perdu par suite de la nécessité d'employer une lampe à faible coefficient d'amplification. C'est pour ces raisons — et d'autres encore — qu'il est plus courant, à l'heure actuelle, d'utiliser deux étages à résistances dans les cas relativement rares où un seul ne suffit pas à procurer le gain requis.

Dans les amplificateurs B.F. à transistors (p. 410), les transformateurs connaissent une vogue nouvelle due à la nécessité d'adapter l'impédance de sortie d'un transistor à l'impédance d'entrée beaucoup plus basse du suivant, adaptation qui augmente considérablement l'amplification de courant.

L'étage de puissance.

En tant que charge, un haut-parleur peut être considéré (très approximativement) comme une résistance de faible valeur, ordinairement comprise entre 1 et 20 Ω, avec en série une certaine inductance. Même avec une lampe ayant la résistance interne la plus faible possible, le branchement direct dans le circuit de plaque ne procurerait qu'un rendement extrêmement bas. En reprenant le générateur équivalent de la figure 11.3, nous voyons en effet que presque toute la puissance est dissipée dans la résistance interne de la lampe. Il existe bien des haut-parleurs spéciaux, à résistance élevée, qui peuvent être branchés directement sur certains amplificateurs à basse résistance; mais à part ce cas particulier, on peut dire que l'impédance d'un haut-parleur est toujours adaptée à celle de la lampe (p. 120) au moyen d'un transformateur (dit transformateur de sortie). On peut donc considérer qu'il est possible par ce moyen de faire « voir » le haut-parleur à la lampe sous n'importe quelle valeur de résistance convenant à ses caractéristiques. Le primaire constitue une inductance en parallèle, de sorte que l'étage de puissance dans son ensemble, branché comme le montre la figure 20.9 *a*, équivaut en gros à la figure 20.9 *b*, où la résis-

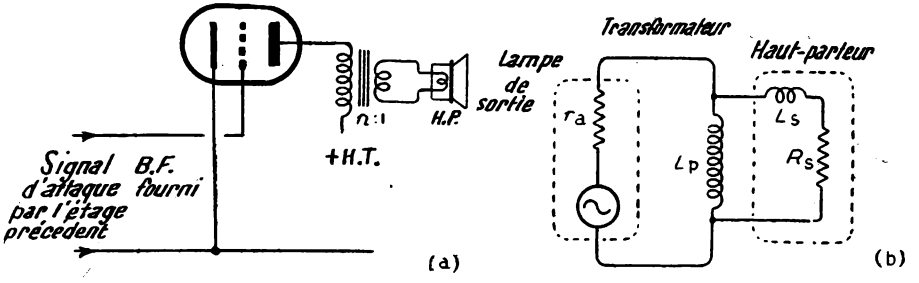


Fig 20-9. — Circuit de sortie réduit à sa plus simple expression. Le circuit a « générateur équivalent » est représenté à droite.

tance et l'inductance R_s et L_s sont égales à n^2 fois la résistance et l'inductance réelles du haut-parleur.

Outre le rapport correct, le facteur le plus important est l'inductance du primaire (L_p), qui doit être assez élevée pour ne pas constituer un court-circuit aux basses fréquences. On la détermine par le principe déjà utilisé pour les réactances des circuits de liaison (p. 358); on s'arrangera pour que la réactance de L_p soit égale à R_s pour la plus basse des fréquences à transmettre: $2\pi f L_p = R_s$.

L'effet de L_s est négligeable aux basses fréquences; aux fréquences élevées, il dépend quelque peu de r_a; mais dans l'ensemble, il cause une perte aux fréquences élevées.

Le problème principal reste néanmoins le choix de la valeur la plus convenable de R_s (c'est-à-dire en fait du meilleur rapport de transformation) pour n'importe quel type de lampe. Page 172, nous avons vu, du point de vue théorique, que pour un signal de tension déterminée appliqué à la grille, la puissance maximum était obtenue en rendant la résistance de charge égale à celle du générateur. Mais cela impliquait que la lampe fût un générateur parfaitement linéaire, ce qui est loin d'être vrai. En pratique, il faut adapter cette loi afin de tenir compte de la courbure des caractéristiques de la lampe. La manière usuelle de procéder consiste à se servir du jeu de courbes fourni par le fabricant, et d'y tracer une droite de charge, comme on l'a expliqué page 168. Par mesure de simplification, on considère comme acquis que la fréquence considérée n'est ni assez basse ni assez élevée pour qu'il faille tenir compte de L_p ou L_s, de sorte que la charge puisse être considérée comme une résistance pure, et, par suite, être représentée sur le graphique par une ligne droite.

Il faut apporter une modification à la méthode précédemment discutée. Nous nous occupions alors d'une résistance de charge placée directement en série avec la lampe, de sorte que le courant plaque moyen causait une chute de tension qui amenait la tension plaque effective à une valeur bien inférieure à celle de la source. Maintenant, nous alimentons la lampe à travers un enroulement de transformateur, dont la résistance est suffisamment faible pour qu'en bonne approximation on puisse se permettre de la négliger; quant à la résistance de charge, en courant alternatif s'entend, elle y est introduite par la transformation de l'impédance présente aux bornes du secondaire.

Ces conditions de fonctionnement différentes sont représentées en prenant comme origine, pour fixer le point de fonctionnement, une valeur de V_a égale à celle de la source de H.T. (fig. 20.10). Dans cette figure, R_d est la droite de charge correspondant à un branchement direct, une extrémité de cette droite ayant comme « pivot » le point correspondant à la tension de la source, comme sur la figure 11.2. Le point de fonctionnement O_d est normalement situé à mi-longueur de la droite, du point de vue des tensions de grille, de sorte que les alternances du signal fassent passer la grille de zéro volt, à une extrémité, à la tension de coupure du courant plaque, à l'autre extrémité. Une charge dépourvue de composante résistive, comme celle que constituerait une résistance reliée à la lampe par un transformateur parfait, est représentée

par une droite de charge comme R_a ; il est facile de voir qu'en évitant toute chute de tension dans la charge, il est possible d'obtenir d'une lampe et d'une tension d'alimentation données une puissance bien plus considérable. La tension de signal crête à crête aux bornes de la charge est marquée V, et le courant correspondant I ; et nous avons trouvé (p. 194) que la puissance de sortie est égale à VI/8.

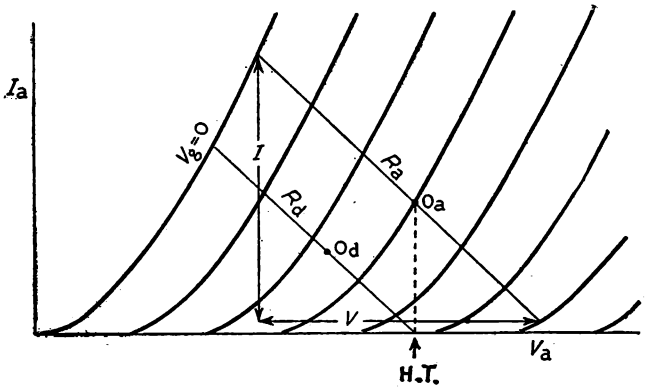


Fig. 20-10. — R_d est la droite de charge typique pour une résistance branchée directement dans le circuit plaque; R_a représente une charge de résistance négligeable en continu et présentant en alternatif une impédance égale à R_d.

Le problème est de placer la droite de charge de manière à obtenir la plus grande puissance possible, à condition que :

1) le point de fonctionnement ne soit pas situé au-delà des valeurs maxima de tension et de courant plaque ;

2) l'alternance positive du signal n'atteigne pas la zone du courant de grille ;

3) l'alternance négative ne dépasse pas le point de coupure du courant plaque ;

4) on ne dépasse pas la non-linéarité admissible.

Résistance de charge optimum.

Il est facile de respecter les trois premières conditions. Le point névralgique est la quatrième. On procède d'ordinaire en fixant le point de fonctionnement O_a à la valeur maximum admissible (ou possible) de V_a et I_a. Si O_a tombe sur une des courbes, la tension de polarisation est fixée du même coup ; autrement, on l'établit d'après les deux courbes voisines. Ensuite, on fait pivoter la droite autour de O_a jusqu'à ce qu'on trouve une position où les tensions de grille mesurées à partir de O_a dans les sens positif et négatif aient des valeurs égales, atteignant dans le haut la zone de naissance du courant de grille (en gros, $V_g = 0$, mais en réalité environ un volt en dessous), et s'arrêtant dans le bas un peu au-dessus de $I_a = 0$.

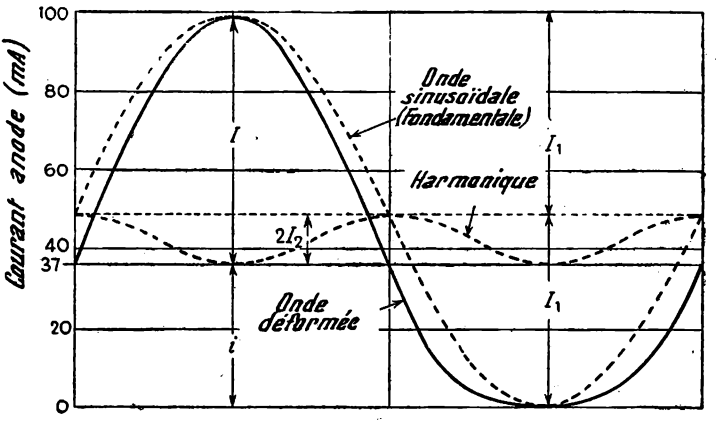


Fig. 20-11. — Reproduction de la figure 20-3 c, avec, en addition, les symboles utiles au calcul du pourcentage d'harmonique 2. I_1 = intensité de pointe de la fondamentale, I_2, de même, pour l'harmonique. I est l'intensité de pointe de l'alternance positive déformée; i est l'intensité de pointe de l'alternance négative déformée.

Maintenant se présente une tâche exigeant du doigté: déterminer si le résultat obtenu sera compris dans les limites de la distorsion admissible. Avec les caractéristiques typiques des triodes, les alternances positives du courant plaque sont plus développées que les négatives, ainsi que l'a montré la figure 20.3. En supposant, comme on peut le faire en général dans ce cas, que la distorsion soit en majeure partie d'harmonique 2, nous pouvons constater, en examinant de plus près la figure 20.3 *c* (reproduite par la figure 20.11), que l'augmentation des alternances positives due à la distorsion est égale en amplitude à deux fois la pointe d'intensité de l'harmonique, et que l'alternance négative est réduite de la même quantité. Dans les symboles employés figure 20.11,

$$I = I_1 + 2\,I_2$$

et

$$i = I_1 - 2\,I_2$$

En retranchant la seconde équation de la première,

$$I - i = 4\,I_2$$

et en les additionnant

$$I + i = 2\,I_1$$

En divisant I_2 par la valeur de I_1 ainsi obtenue, on trouve:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I - i}{2\,(I + i)}$$

Multiplié par cent, ce résultat exprime le pourcentage d'harmonique 2. Cela nous fournit un moyen simple de trouver le taux de distorsion harmonique en utilisant les courbes de la lampe. Un exemple fera mieux comprendre de quoi il s'agit.

Supposons que notre jeu de courbes soit celui de la figure 20.12, et que les valeurs maxima de V_a et I_a soient 250 V et 37 mA. Le point de fonctionnement (O) est fixé en fonction de ces données, et nous four-

nit immédiatement la tension de polarisation, qui doit être de — 30 V. En l'absence de toute indication, essayons de trouver la meilleure valeur de résistance de charge. Pour remplir la condition 2, la pointe positive du signal doit être un peu inférieure à + 30 V, et pour la condition 3, une pointe négative égale doit approcher de $I_a = 0$. Cette recherche est accomplie en faisant tourner la droite de charge autour de O de manière à réaliser les conditions susdites comme le montre la position BOC. La pente de cette droite représente, comme on peut le voir, une résistance de charge dépassant légèrement 2 kΩ. C'est en fait la droite de charge dont a été tirée la figure 20.2, appelée pour cette raison *caractéristique dynamique*, c'est-à-dire tenant compte de la résistance de charge et par suite représentant les conditions de fonctionnement.

Mais nous avons vu que la forme d'onde de sortie résultant de l'application d'une tension de signal de 30 V d'amplitude était affectée d'une distorsion notable, et nous avons calculé que le taux d'harmonique 2 était d'environ 13 %. Nous pouvons arriver au même résultat d'une manière plus simple à partir de la figure 20.12. L'intensité de pointe positive du courant plaque I, représentée par la hauteur de B au-dessus de O, est égale à 99 — 37 = 62 mA. Et i, la pointe négative, représentée par la hauteur de O au-dessus de C, est égale à 37 — 0 = 37 mA. Donc, le pourcentage d'harmonique 2 est égale à : $100\ (I - i)\ /2\ (I + i)$, soit $50 \times 25/99 = 12{,}6$.

Si nous désirons réduire la distorsion à 5 %, il nous suffit d'écrire: $50\ (I - i)/(I + i) = 5$; avec un brin d'algèbre, nous en tirerons $I/i = 11/9$. Il faut donc que le rapport entre les alternances déformées du signal de sortie (pour des alternances de tension d'attaque égales) ne dépasse pas 11/9. Avec la résistance de charge représentée par la droite BOC, la tension d'attaque maximum satisfaisant à ces conditions

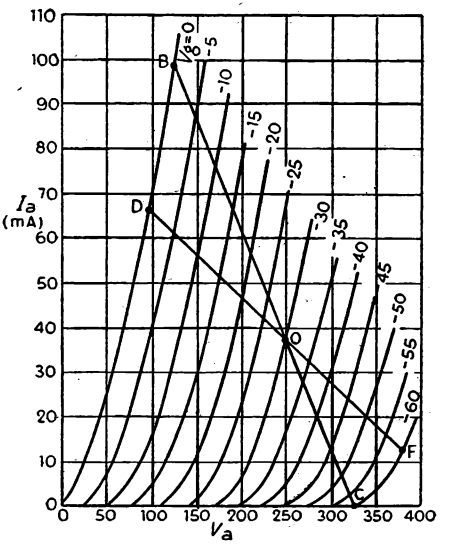


Fig. 20-12. — Deux droites de charge expérimentales tracées sur une « famille » de courbes I_a/V_a concernant une triode de puissance. La droite BOC donne une distorsion excessive (voir la fig. 20-3 qui est tirée de la présente). La résistance plus élevée représentée par DOF donne un meilleur résultat.

est d'environ 15 V, ce qui donne une tension de sortie de 110 V crête à crête, et une intensité crête à crête de 53 mA, le tout correspondant à une puissance de $110 \times 53/8 = 730$ mW seulement.

Que l'on doive réduire à ce point le signal appliqué à la grille pour ne pas dépasser les 5 % souhaités prouve que la valeur de la résistance de charge a été mal choisie. Si de nouveau nous traçons une droite de charge, en recherchant les valeurs maxima de tension d'attaque respectant la distorsion limite imposée, et en calculant comme ci-dessus la puissance de sortie obtenue, nous pourrons obtenir les puissances délivrées à une série de charges de valeurs différentes, et tracer au moyen des résultats une courbe comme celle de la figure 20.13.

La *charge optimum,* c'est-à-dire celle qui permet la plus grande puissance de sortie, est dans ce cas évidemment égale à 5,2 kΩ. La droite de charge correspondante est la ligne DOF de la figure 20.12. Pour obtenir la puissance en question, la tension d'attaque doit osciller de 0 à — 60 V, tensions pour lesquelles l'intensité plaque passe de 67 à 12,5 mA. Les amplitudes des alternances du signal sortant sont dans le rapport de 9 à 11, ce qui montre qu'on atteint tout juste les 5 % d'harmonique 2. La puissance dont on dispose pour actionner le haut-parleur est alors de :

$$\frac{(67 - 12{,}5) \cdot (378 - 94)}{8} = \frac{54{,}5 \cdot 284}{8} = 1935 \text{ mW}.$$

Il faut se rappeler que ce résultat s'applique au point O, correspondant aux valeurs limites de tension et de courant plaque. Pour d'autres points, la charge optimum sera vraisemblablement différente.

En général, l'utilisateur ne doit pas passer par ce processus plus ou moins fastidieux, car les fabricants de lampes indiquent, en même temps que les valeurs limites de tension et d'intensité plaque, la tension de polarisation et la résistance de charge à employer. Ce n'est pas plus mal, car, en réalité, bien qu'il existe une zone médiane de fréquences pour laquelle le haut-parleur constitue approximativement une charge résistive, aux fréquences extrêmes la réactance prédomine, ce qui rend la question trop difficile à traiter ici. La droite de charge n'en fournit pas moins d'utiles indications.

Pour assurer la valeur optimum de la charge, l'utilisateur ne peut mieux faire que de commander au fabricant du haut-parleur qu'il a choisi un transformateur convenant à la lampe de puissance qu'il veut employer. Le rapport de ce transformateur (p. 120) est égal à $\sqrt{(R_p/R_s)}$ où R_p et R_s sont respectivement la valeur de la charge optimum et l'impédance moyenne de la bobine mobile.

Tétrodes et penthodes de puissance.

La triode que nous venons d'étudier donnait tout au plus une puissance de sortie de 1,935 W. Pour obtenir ce résultat, nous avons dû lui fournir 37 mA sous 250 V, ce qui représente une puissance de 9,25 W.

En réalité, à cause de la distorsion, la consommation est encore un peu plus élevée quand la lampe fonctionne à pleine puissance. Même si nous n'en tenons pas compte, le rendement est de $1{,}935/9{,}25 = 21$ %. Par conséquent, on n'utilise en gros qu'un cinquième de la puissance absorbée. C'est pourquoi on emploie assez rarement les triodes comme étages de puissance.

En examinant la figure 20.10, on peut voir pourquoi le rendement des triodes est peu élevé : la tension de pointe du signal d'attaque est limitée par la courbe $V_g = 0$, ce qui ne permet pas au courant plaque, à l'autre bout de l'échelle, de descendre en dessous d'une intensité encore relativement importante. Quand nous avons étudié les pen-

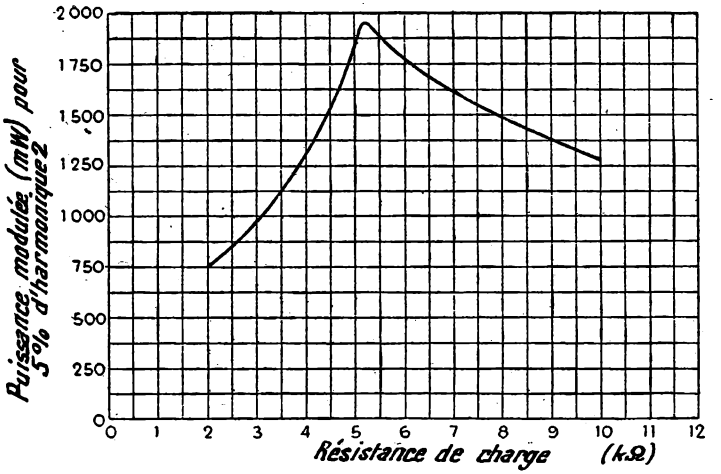


Fig. 20-13. — Résultats du calcul de la puissance modulée pour 5 % d'harmonique 2, avec la famille de courbes de la figure 20-12 et pour diverses valeurs de résistance de charge.

thodes, nous avons vu (ligne en pointillé figure 17.8) que la courbe I_a/V_a monte raide à partir de zéro, et ensuite s'étale à plat. Bien que la question du rendement en puissance n'ait pas alors retenu notre attention, nous constatons à présent qu'une telle forme de courbe est quasi idéale, en ce sens que pour une puissance alimentation donnée, elle permet l'emploi d'un signal d'attaque de grande amplitude. Mais il est évident que les quelques milliampères d'intensité plaque de la figure 17.8 ne suffisent pas, et que, pour obtenir une puissance de sortie de quelques watts, il faudrait modifier la lampe de manière qu'elle puisse en débiter beaucoup plus. D'un autre côté, il est certain qu'un blindage si rigoureux entre grille et plaque n'est nullement nécessaire.

Une penthode B.F. de puissance sera par suite une lampe plus volumineuse et dotée de grilles à spires plus espacées. La figure 20.14 est un jeu typique de courbes I_a/V_a concernant ce genre de lampes. Bien que la résistance interne (r_a) soit inférieure à celle d'une penthode H.F., on voit qu'elle est bien supérieure à celle d'une triode de

type comparable. L'espacement des courbes indique une pente normale (S) de la caractéristique I_a/V_g : le coefficient d'amplification (μ) est donc élevé. Comparée à la triode, la penthode offre donc deux avantages : non seulement son rendement est meilleur, en ce sens qu'une fraction plus considérable de la puissance consommée peut être convertie en watts de sortie, mais encore elle est plus *sensible*, c'est-à-dire qu'un volt de signal appliqué à sa grille déclenche une plus grande puissance.

Si toutes les tétrodes avaient dans leurs courbes le petit « accident » dû à l'émission secondaire, et que montre la figure 17.7, elles conviendraient encore moins comme lampes de puissance que comme amplificatrices H.F. Mais différents procédés, comme par exemple un choix minutieux de la distance séparant g_2 de la plaque, la position des spires de g_2, de manière qu'elles soient, par rapport à la cathode, « à l'ombre » de celles de g_1, et par suite captent aussi peu d'électrons que possible, la concentration de ces électrons en faisceaux, ont permis d'établir entre g_2 et la plaque une charge d'espace qui joue le rôle de la grille suppresseuse (g_3) d'une penthode. Les caractéristiques de ces tétrodes « à faisceaux » se distinguent à peine de celles des penthodes, de sorte que, dans ce qui va suivre, le terme de « penthode » comprend les deux types de lampes.

La résistance de charge optimum d'une triode est presque toujours supérieure à sa résistance interne, et souvent de l'ordre du double de cette dernière. Voyons ce que pense de la question notre penthode spécimen de la figure 20.14. Pour le point de fonctionnement O ($V_a = V_{g_2} = 250$ V, $V_{g_1} = -12$ V, $I_a = 23$ mA) la valeur de r_a indiquée par la pente de la courbe est de l'ordre de 110 kΩ. Une droite de charge passant par O de manière à représenter 220 kΩ (XOY) coupe à gauche les courbes $V_g = -10$ à $V_g = 0$ à des intervalles très rapprochés, tandis que du côté droit elle ne coupe aucune des courbes $V_g = -14$ à $V_g = -24$. En employant une telle valeur de charge, un signal faisant varier la tension de g_1 entre 0 et — 24 V produirait de toute évidence une distorsion de non-linéarité absolument effarante, en même temps que des tensions de pointes phénoménales sur la plaque.

Pour passer d'un extrême à l'autre, la droite de charge X'OY', qui représente une résistance très faible, coupe avec de faibles intervalles les courbes correspondant aux tensions de polarisation les plus élevées, tandis que du côté des tensions les plus faibles les intervalles sont très larges. Comme la distorsion est opposée à celle que causait la résistance de valeur élevée, il est logique de supposer que c'est une valeur intermédiaire qui donnera les meilleurs résultats. Nous arrivons à la même conclusion si nous considérons la puissance obtenue, car avec la charge XOY la variation de tension est considérable, tandis que la variation de courant est par contre très faible, alors que c'est exactement le contraire avec la charge X'OY'. Pour obtenir à la fois des variations de tension et d'intensité suffisamment importantes, il faut une charge de valeur intermédiaire.

Essayons 8 kΩ, valeur représentée par la droite AOC. La puissance fournie à une charge de cette valeur pour un signal grille variant entre 0 et — 24 V peut être obtenue comme dans le cas de la triode en multipliant les valeurs de crête et en divisant par 8 :

$$\frac{(405 - 30) \times (50{,}5 - 2{,}5)}{8} = \frac{375 \times 48}{8} = 2250 \text{ mW}.$$

Si la puissance dissipée par la lampe est de $250 \times 23 = 5{,}75$ W, le rendement est de $2{,}25/5{,}75 = 39$ %. Dans ce cas, non seulement le courant plaque dépassera les 23 mA à pleine puissance, mais il faut ajouter I_{g_2}, qui est de l'ordre de 4 mA. Même dans ces conditions, le rendement est nettement supérieur à celui de la triode.

Distorsion produite par la penthode.

Abordons maintenant la question des distorsions. Dans le cas de la triode, comme nous l'avons vu, c'est la distorsion d'harmonique 2 qui prédomine. Dans celui de la penthode, nous aurons affaire à la fois à l'harmonique 2 et à l'harmonique 3.

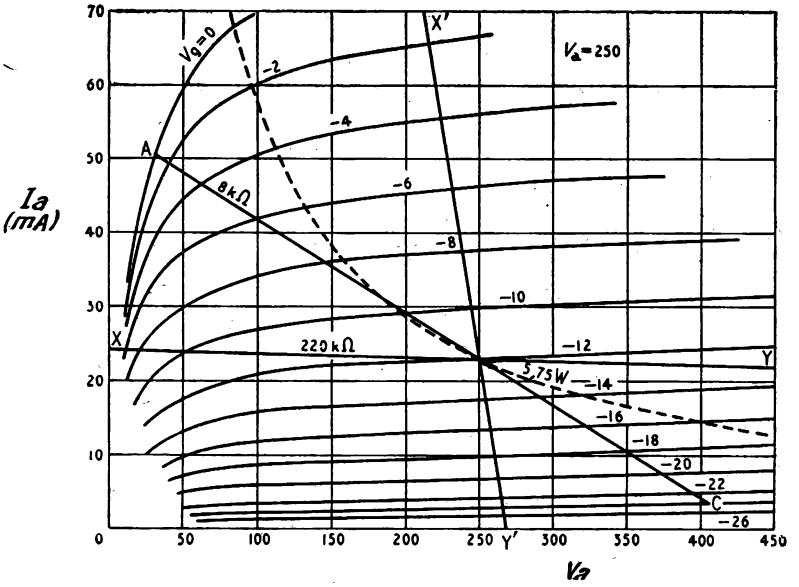


Fig. 20-14. — Courbes I_a/V_a typiques d'une petite penthode de sortie. La droite AOC représente une charge de valeur normale.

On peut généralement trouver une valeur de résistance de charge pour laquelle les alternances positive et négative du signal de sortie sont égales, de sorte que la distorsion d'harmonique 2 est pratiquement nulle; c'est alors l'harmonique 3 qui prédomine, et on peut calculer son importance par une méthode analogue à celle qui a été donnée page 362 pour l'harmonique 2. La valeur de résistance de charge en question n'est pas forcément la meilleure; mais il ne peut être question dans un livre comme celui-ci de traiter le problème du calcul ou de la mesure des distorsions quand deux ou plusieurs harmoniques exis-

tent en même temps. Le graphique de la figure 20.15 donne quelques résultats de mesures, montrant comment varient la puissance de sortie et le taux d'harmoniques 2 et 3 selon la résistance de charge, pour une tension d'attaque donnée.

Ce graphique fait clairement apparaître le fait qu'il existe bien une valeur de résistance de charge pour laquelle la distorsion d'harmonique 2 est nulle. L'harmonique 3 augmente d'une manière régulière avec cette résistance, de même d'ailleurs que la puissance obtenue, quoique la montée de cette dernière soit moins rapide. Si on songe que l'harmonique 3 cause une distorsion plus désagréable à l'oreille que l'harmonique 2, on incline à penser qu'une résistance de charge de l'ordre de 6 kΩ serait la meilleure dans le cas présent. Il ne faut toutefois pas oublier que ce graphique s'applique à un point de fonctionnement bien défini, et que la valeur de la charge optimum varie selon le point de fonctionnement choisi. Ce n'est que par la comparaison de toute une série de courbes obtenues pour autant de points de fonctionnement que les conditions d'emploi sont déterminées par le fabricant.

Quand on choisit un point de fonctionnement, il faut évidemment prendre soin de ne pas dépasser la puissance que la lampe est capable de dissiper sous forme de chaleur. La ligne en pointillé de la figure 20.14 délimite la zone qui ne doit pas être franchie, et correspond à une puissance alimentation de 5,75 W. On trouve en général cette ligne sur les courbes fournies par les fabricants, et au-delà de laquelle le point de fonctionnement ne peut être placé.

Une conclusion importante à tirer pour l'usager est qu'avec la penthode il existe moins de latitude qu'avec la triode pour le choix de la résistance de charge. Donc, étant donné que l'impédance d'un haut-parleur varie considérablement avec la fréquence, cette variation risque davantage d'engendrer une distorsion quand l'étage de puissance est équipé d'une penthode.

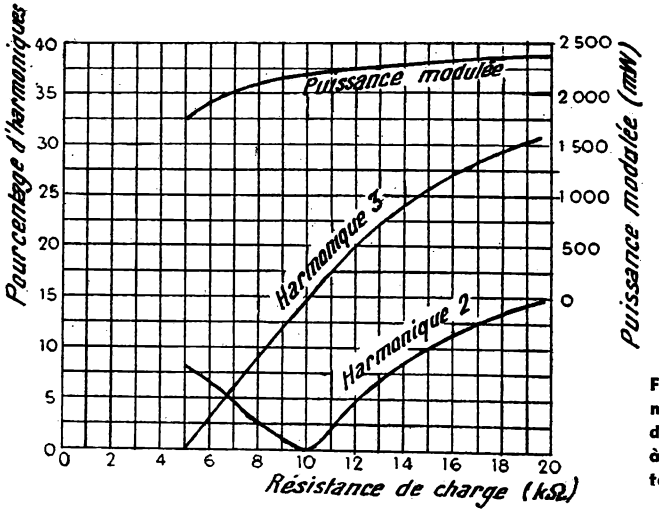


Fig. 20-15. — Puissance modulée et distorsion d'harmoniques par rapport à la valeur de la résistance de charge d'une penthode.

Contre-réaction.

Le fait qu'elle est plus sujette aux distorsions réduit dans une certaine mesure les avantages de la penthode, qui sont un gain et un rendement plus élevés. Mais si on peut se permettre de réduire ce gain, il existe un moyen de diminuer considérablement la distorsion sans perdre de puissance. Il suffit pour cela de ramener au circuit de grille une fraction, prélevée sur le circuit plaque, de la tension amplifiée.

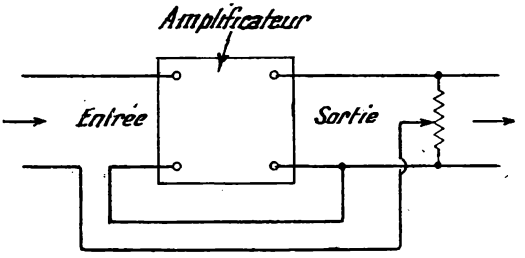


Fig. 20-16. — Principe de la contre-réaction.

Cette tension sera appliquée à la grille dans le sens opposé à celui qui provoque la naissance d'oscillations. C'est donc une réaction négative, ou *contre-réaction*. La figure 20.16 montre le principe du dispositif employé.

Si A est comme précédemment le gain de l'étage sans contre-réaction, et B la fraction de la tension de sortie réinjectée en série avec le signal d'entrée, pour chaque volt de ce signal une tension de — A volts apparaît à la sortie, et une tension de — AB volts est renvoyée à l'entrée. L'étage d'attaque doit donc fournir, au lieu de 1 V, une tension de 1 + AB volts pour produire la même puissance de sortie. Le gain avec contre-réaction (que nous appellerons A') est égal à $A/(1 + AB)$.

Considérons par exemple la droite de charge AOC de la figure 20.14: A est égal au rapport entre tension de sortie et tension d'entrée (crête à crête), soit $375/24 = 15,6$. Si un quart de la tension de sortie est renvoyée à l'entrée, $B = 1/4$, $AB = 3,9$, et $AB + 1 = 4,9$. Il faudra donc que l'étage précédent fournisse une tension d'attaque égale à 4,9 fois celle qui était suffisante sans contre-réaction. L'amplification devient alors $A' = 15,6/4,9 = 3,2$. Le taux de contre-réaction est habituellement exprimé par la réduction de gain qu'il provoque, réduction chiffrée en décibels, et qui est donc dans le cas présent de 13,8 dB. Comme le signal appliqué entre grille et cathode demeure le même que précédemment, l'augmentation de la tension d'attaque étant seulement destinée à contrebalancer la tension (opposée) de contre-réaction, la lampe, ne recevant pas un volt de plus, n'a pas besoin d'une polarisation plus élevée, et travaillera avec la même que dans un montage ordinaire.

A condition que la différence de gain (A — A'), survenant dans l'étage de puissance du fait de la contre-réaction, soit compensée par une augmentation suffisante de la tension d'attaque fournie par l'étage précédent, la puissance de sortie obtenue n'est nullement réduite. Mais voyons maintenant ce qu'il advient des harmoniques et autres ornements superflus engendrés par l'étage de puissance lui-même. Les renvoyer à l'entrée de l'étage les atténue exactement dans le même rapport que le signal (puisqu'ils sont amplifiés avec un déphasage de 180° par rapport à la distorsion originale). Mais comme les mêmes distorsions n'existent pas dans le signal d'entrée, l'augmentation de celui-ci ne contribue aucunement à leur restituer leur niveau d'origine. Ainsi, la contre-réaction réduit le taux d'harmoniques dans le même rapport qu'elle réduit le gain de l'étage.

Et elle réduit aussi la distorsion de fréquence. Supposons, pour reprendre l'exemple que nous venons de discuter, que le gain (A) de l'étage de puissance soit réduit, sur la fréquence la plus élevée du signal, de 25 % (soit de 15,6 à 11,7) par suite d'une capacité parasite ou de quelque autre cause. A', à cette fréquence, devient donc égal à $11,7/(1 + 11,7/4) = 2,99$, valeur qui n'est inférieure que de 6,5 % à la valeur normale (A' = 3,2).

Dans l'exemple en question, l'étage précédent doit fournir, nous l'avons vu, une tension d'attaque 4,9 fois égale à celle qu'il aurait dû fournir sans contre-réaction, soit $4,9 \times 12$, tout près de 60 V de pointe et près de 120 V crête à crête. Si on applique à l'étage de puissance un taux de contre-réaction élevé, afin de compenser sa distorsion, il faut prendre garde de ne pas produire de distorsions dans l'étage précédent en le surchargeant. On peut éviter ce risque et augmenter les bons effets de la contre-réaction en l'appliquant non plus à un seul étage, mais aux deux, et au besoin à plusieurs. La tension qui doit être renvoyée à l'entrée de l'amplificateur est alors assez petite pour qu'on puisse la prélever sur le secondaire du transformateur de sortie, auquel cas la distorsion due au transformateur est atténuée également. La figure 20.17 montre une réalisation possible de ce montage.

Mais plus on étend l'application de la contre-réaction, plus grand est le risque de rencontrer une fréquence (généralement située juste au dehors de la gamme des fréquences amplifiées) qui, par suite de rotations de phase survenant dans la chaîne de contre-réaction, se trouvera déphasée (en avance ou en retard) de 180° par rapport à la tension de contre-réaction, elle-même déjà déphasée de 180°. Ces deux fois 180° faisant 360°, ladite fréquence indésirable se trouvera en phase avec le signal entrant, et, si sa tension est suffisante, pourra provoquer l'amorçage d'une oscillation continue. Le problème de la stabilité est un de ceux qui reçoivent le plus d'attention de la part des techniciens qui étudient des amplificateurs de qualité.

La contre-réaction a encore un autre effet important. Selon que l'on s'arrange pour que la tension de contre-réaction soit proportionnelle au courant ou à la tension de sortie, la résistance apparente de la lampe de puissance est augmentée ou réduite. Quand, comme c'est le cas le plus fréquent, cette lampe est une penthode, il est très dési-

rable que sa résistance soit réduite. En effet, les haut-parleurs résonnent forcément sur certaines fréquences, accentuant d'une manière désagréable les sons correspondants, et les prolongeant au-delà de la durée du signal. En shuntant le haut-parleur au moyen d'une résistance suffisamment basse, cette résonance peut être amortie exactement comme celle d'un circuit accordé. La résistance interne d'une triode (une fraction de la résistance de charge, comme nous l'avons vu) est normalement assez basse pour remplir cette fonction ; mais sans contre-réaction, celle d'une penthode est trop élevée.

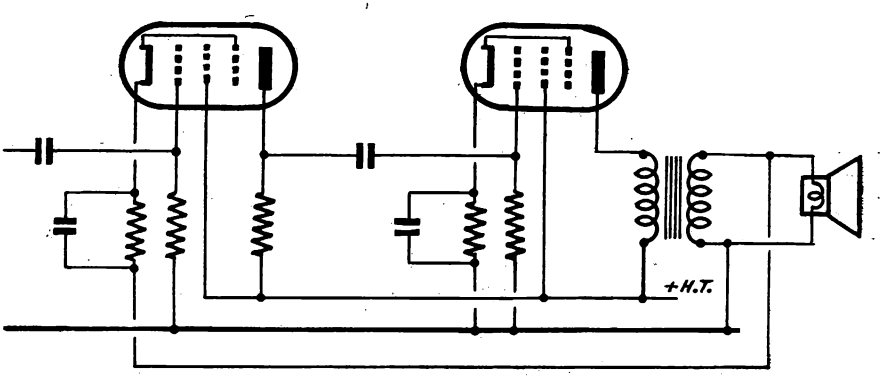


Fig. 20-17. — Dans ce circuit de contre-réaction, toute la tension apparaissant aux bornes de la bobine mobile est appliquée à l'avant-dernier étage B. F.

Du point de vue de la charge, la résistance d'une lampe de sortie équipée d'une contre-réaction apparaît sous la forme :

$$r_a' = \frac{r_a}{1 + \mu B}$$

au lieu de r_a qui est la valeur sans contre-réaction. Notons que cette réduction est plus importante que la réduction du gain et des distorsions, parce que μ est plus grand que A, beaucoup plus grand si la lampe est une penthode. Dans notre exemple (fig. 20.14), r_a est d'environ 110 kΩ, et la valeur de μ est de 360 au point de fonctionnement O, de sorte que la résistance apparente r_a', quand B = 1/4, est égale à 1,2 kΩ, valeur inférieure à celle d'une triode susceptible d'être utilisée avec une résistance de charge de 6 à 8 kΩ.

Donc, en appliquant la contre-réaction à une penthode, la faible distorsion et l'amortissement de la triode peuvent être alliés au rendement de puissance élevé et à la faible polarisation de la penthode.

Montage à charge cathodique (cathodyne ou cathode-follower).

Dans tous les circuits examinés jusqu'ici, la charge d'une lampe était placée entre plaque et + H.T. Si on la place entre cathode et — H.T., on se trouve devant un montage où la contre-réaction est

totale, car elle se compose de la pleine tension de sortie. La forme la plus simple de ce circuit est représentée par la figure 20.18.

Supposons qu'un signal de 1 V soit appliqué entre grille et cathode. Un signal de A volts apparaît aux bornes de R. Quand la grille est rendue plus positive, elle provoque une augmentation du courant plaque, augmentant la chute de tension dans R, et par suite rendant la cathode plus positive elle aussi. Les A volts apparaissant aux bornes de R sont donc en série avec le volt appliqué entre grille et cathode, ce qui fait que la tension d'attaque doit devenir 1 + A volts, soit 1 volt de tension d'attaque réelle et A volts en opposition avec la tension de contre-réaction de A volts apparaissant aux bornes de R.

Cette petite déduction fait ressortir quelques caractéristiques du système. Premièrement, si la tension d'attaque est de 1 + A volts et la tension de sortie de A volts, l'amplification de tension procurée par l'étage (si on peut dire) est inférieure à l'unité, quelles que soient les caractéristiques de la lampe et la valeur de R. La valeur de B, dans la formule donnée page 369, est 1, de sorte que le « gain » est égal à A/(1 + A) comme nous venons de le constater. Si on augmente A en choisissant une lampe à μ élevé et en adoptant une grande résistance de charge, la tension de sortie devient très voisine de la tension d'entrée, sans jamais l'atteindre tout à fait. Un étage qui donne une tension de sortie inférieure à celle qu'on lui applique peut paraître d'un assez maigre intérêt; mais ne tirons pas de conclusions hâtives.

Le point suivant est que le côté « chaud » de la sortie (la cathode) devient plus positif quand on rend la grille plus positive (et vice-versa). Le montage n'inverse donc pas le signal comme fait un étage chargé dans la plaque. La tension de sortie est en phase avec la tension d'entrée.

Troisième remarque importante: la tension de signal qu'on trouve sur la cathode est très proche de celle qu'on applique à la grille, quelle que soit la valeur de la tension appliquée. La cathode « suit », et de très près, d'où le nom anglais de « *cathode follower* », littéralement « suiveur de cathode ». Elle suit la tension de grille. C'est là un effet exactement opposé à l'intervention démoniaque expliquée à l'aide de la figure 17.3, et qui multipliait de manière indésirable la capacité d'entrée d'une lampe. Nous avons affaire ici à un bon génie, connectant la batterie de A volts dans le sens opposé, de manière à réduire le courant de charge, et à *diviser* la capacité grille-cathode effective C_{gk} par A + 1. Du côté de la plaque, l'effet Miller est nul, du fait que cette électrode est reliée à un point de potentiel fixe, de sorte que la capacité grille-plaque (C_{ag}) garde sa valeur normale.

Un exemple montrera l'importance de cet effet. Supposons que les valeurs réelles de C_{gk} et de C_{ga} soient toutes deux de 5 pF et que l'amplification de tension A soit de 40. Avec la charge dans le circuit plaque, C_{gk} paraît multipliée par 41, ce qui fait 205 pF, *tandis que C_{ga} reste de 5 pF*, le potentiel de la cathode étant fixe. La capacité d'entrée totale est donc de 210 pF. Si on place la charge dans la cathode, C_{ga} reste de 5 pF, et C_{gk} est divisée par 41, ce qui fait 0,12 pF. Total: 5,12 pF. L'importance de ce fait est considérable quand il s'agit d'amplifier des signaux couvrant une gamme de fréquences étendue

(comme le signal V.F. en télévision) et que ces signaux proviennent d'une source d'impédance élevée; dans un tel cas, toute capacité d'entrée excessive de l'étage suivant causera une chute sur les fréquences élevées, chute que l'on peut éviter en interposant un étage de liaison à charge cathodique.

Quatrième point: la résistance interne de la lampe apparaît comme réduite à l'extrême. La formule de la page 371 nous donne comme valeur de cette résistance apparente $r_a' = r_a/(1 + \mu B)$, dans un étage à contre-réaction. Dans un étage à charge cathodique B = 1, de sorte

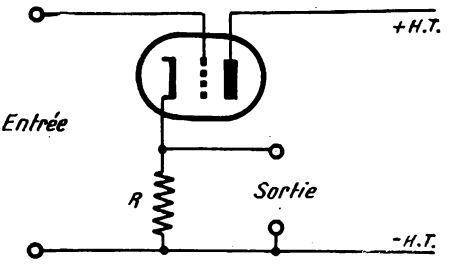


Fig. 20-18. — Schéma du « suiveur de cathode », (plus couramment appelé en France « étage à charge cathodique ») réduit à sa forme la plus simple.

que la formule se réduit à $r_a/(1 + \mu)$, qui est approximativement égal à 1/S (l'inverse de la pente); si, par exemple, S est de 5 mA/V, ou 0,005 A/V, la résistance apparente est 1/0,005 = 200 Ω.

Une autre manière d'envisager la question est d'examiner ce qui se produit quand on réduit considérablement la résistance de charge. Quand la résistance interne est considérable, comme dans le cas d'une penthode, la tension de sortie décroît d'une manière sensiblement proportionnelle à l'abaissement de la charge. Mais dans un étage à charge cathodique, la chute de la tension de sortie réduit la contre-réaction, de sorte qu'une portion plus élevée du signal est disponible pour l'attaque de l'étage, ce qui tend à augmenter la tension de sortie. Une compensation énergique se produit ainsi, qui tend à maintenir la tension de sortie constante en dépit des changements de valeur de la charge. C'est ce que l'on exprimait sous une autre forme en disant que la résistance de sortie effective était très basse.

Cela aussi est une propriété utile quand il s'agit d'amplifier une gamme de fréquences étendue et de l'envoyer à une certaine distance au moyen d'une ligne qui a forcément une capacité shunt considérable. Si la source avait une grande résistance interne, cette capacité causerait une atténuation importante des fréquences élevées. Mais la résistance d'un étage à charge cathodique est si basse que le circuit dans lequel on le fait débiter a très peu d'influence, à moins que son impédance ne soit encore plus faible.

Nous sommes donc en possession d'un montage extrêmement intéressant, puisqu'il permet d'alimenter un circuit à basse impédance à partir d'une source à haute impédance. La légère perte de tension qui se produit est compensée par un gain important *en intensité*. Comparé au cathodyne en tant que dispositif adaptateur d'impédance, un trans-

formateur cause une bien plus grande déperdition de tension pour procurer une élévation d'intensité ; de plus, il est délicat à établir s'il est destiné à couvrir une gamme de fréquences étendue, et il risque beaucoup plus de causer des distorsions et des couplages parasites.

On peut voir qu'incidemment R (fig. 20.18) procure la polarisation de grille (p. 430). Si celle-ci est excessive, on peut prévoir une prise comme le montre la figure 20.19, prise à laquelle on fait le retour d'une résistance de grille de valeur suffisamment élevée pour ne pas constituer un shunt aux bornes de la source de signal ou réduire la contre-réaction. Le condensateur de grille est destiné à éviter que le

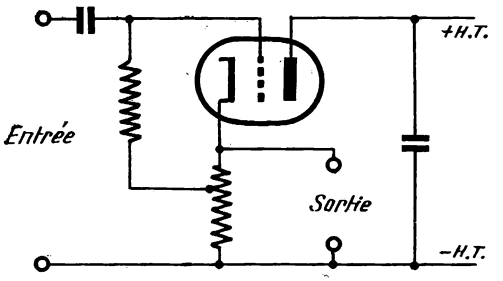


Fig. 20-19. — Une forme plus pratique du montage à charge cathodique.

circuit de grille ne soit court-circuité du point de vue du potentiel continu. Une capacité de valeur élevée est d'ordinaire branchée aux bornes de la source de tension plaque afin de stabiliser le potentiel de cette électrode.

Un point intéressant à noter est que si on emploie une penthode dans un montage à charge cathodique et qu'aucune disposition spéciale n'est prise (p. 429) pour maintenir l'écran, du point de vue du signal, au potentiel de la cathode, la lampe est *ipso facto* transformée en triode.

Lampes en parallèle et en push-pull.

Si on désire plus de puissance que n'en peut procurer une seule lampe, on peut en employer deux ou plus. En branchant simplement une seconde lampe de même type en parallèle avec la première, c'est-à-dire en reliant ensemble les grilles et les plaques, la tension de sortie crête à crête reste inchangée, mais l'intensité est doublée. Par conséquent la puissance double elle aussi. La résistance de charge est réduite de moitié. La courbe V_a/I_a d'une seule lampe peut être adaptée à plusieurs en parallèle en multipliant les chiffres de l'échelle I_a par le nombre de lampes. Soulignons qu'il est nécessaire de se servir de lampes exactement semblables.

Mais deux lampes peuvent aussi être employées dans un montage symétrique, dit « push-pull » (fig. 20.20). Ici on a utilisé pour la liaison entre étages un transformateur T_1, dont le secondaire a une prise médiane mise à la masse (et non une des extrémités comme dans le montage ordinaire). Ainsi, au lieu que l'extrémité « chaude » soit par

exemple à + 20 V à un moment donné, l'autre extrémité étant à zéro (puisque mise à la masse), c'est la prise médiane qui est à zéro, les deux extrémités étant respectivement à + 10 V et — 10 V. Ainsi, chaque lampe de puissance reçoit la moitié de la tension de signal disponible, et elles sont constamment en opposition de phase.

Les signaux de sortie résultants, qui sont également opposés, s'annuleraient si on les appliquait dans le même sens à un transformateur de sortie ordinaire. C'est pourquoi on les additionne en les faisant passer dans les deux moitiés du primaire d'un transformateur muni également d'une prise médiane. Dans ce transformateur (T_2), la tension induite dans le secondaire, et qui est appliquée au haut-parleur, est la résultante des deux courants de plaque.

Ce montage a plusieurs avantages comparé au branchement en parallèle, qui paraît plus simple. Ces avantages sont les suivants:

1) Les deux courants de plaque, circulant dans des sens opposés à travers les deux sections du primaire, s'annulent du point de vue du flux magnétique communiqué au noyau du transformateur. La perméabilité du noyau, dont dépend l'inductance des enroulements, diminue fortement quand le flux magnétique dépasse une certaine valeur: c'est l'effet de saturation. Pour l'éviter, il est nécessaire d'utiliser un

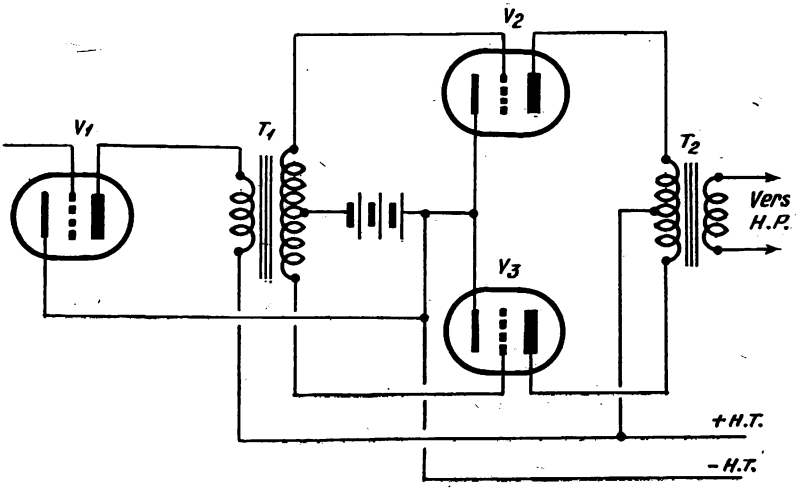


Fig. 20-20. — Les lampes V_2 et V_3 sont montées en « push-pull ».

noyau de plus forte section. Le montage symétrique permet donc l'emploi d'un transformateur beaucoup plus petit que le montage en parallèle, et ce pour des lampes de même type.

2) Les signaux de sortie s'annulent dans la connexion de H.T. commune. Par conséquent, un étage en push-pull ne fait pas refluer dans la source d'alimentation des signaux B.F. amplifiés, susceptibles de produire des couplages indésirables avec d'autres étages. De plus, les perturbations existant dans les tensions d'alimentation, comme des ronflements de secteur, etc., s'annulent également.

3) La distorsion d'harmonique 2, produite par chaque lampe considérée séparément, est neutralisée par la distorsion semblable mais de phase opposée que produit l'autre lampe. Ainsi, deux *triodes* en push-pull donnent une plus grande puissance sans distorsion que les mêmes montées en parallèle.

Ce montage, cependant, ne supprime pas la distorsion d'harmonique 3. Les penthodes, dont la puissance utile est précisément limitée par ce type de distorsion, ne partagent donc pas cet avantage particulier. On peut néanmoins les en faire bénéficier en reliant leurs écrans à des prises convenables faites sur le primaire du transformateur de sortie, selon le montage assez absurdement baptisé « ultra-linéaire ».

Montages déphaseurs.

Dans la figure 20.20 le couplage entre étages s'effectue au moyen d'un transformateur parce que cette méthode montre clairement le principe du montage symétrique. Mais nous avons vu précédemment les raisons pour lesquelles on préfère en général le montage à résistances. Le problème est de fournir à l'étage symétrique deux tensions de signal B.F. déphasées de 180°. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées à cette fin, et nous allons en décrire une à titre d'exemple.

Dans un étage à résistances ordinaires, la résistance de charge se trouve dans le circuit plaque, et on recueille à ses bornes une tension déphasée de 180° par rapport au signal appliqué à la grille. Dans le montage à charge cathodique, par contre, nous avons vu que la tension de sortie n'était pas déphasée. En combinant ces deux montages dans un seul étage, les tensions de sortie seront donc de phases opposées et par conséquent capables d'attaquer un étage de puissance symétrique. Il suffit pour cela de partager en deux la résistance de charge, et d'en mettre une moitié dans la plaque et l'autre dans la cathode (fig. 20.21).

Dans ce montage, le même courant traverse les deux résistances (R_1 et R_2) ; il suffit, par conséquent, que ces résistances soient égales pour qu'on recueille deux tensions de sorties égales, ce qui est très

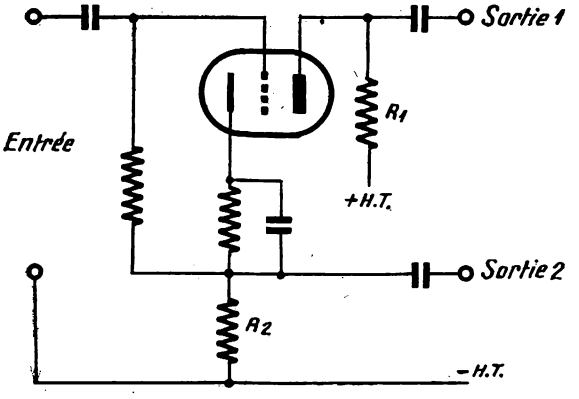


Fig. 20-21. — Déphaseuse « cathodyne » pouvant remplacer le transformateur T_1 de la figure 20-20.

important, car il faut absolument que les deux lampes de puissance aient le même signal d'attaque, ou, autrement dit, que l'étage push-pull soit parfaitement *équilibré*. Pour faciliter cet équilibrage, la polarisation de grille de la lampe déphaseuse est établie au moyen d'un circuit indépendant (qui sera étudié dans le chapitre XXIII), et sa résistance de polarisation est shuntée au moyen d'un condensateur de capacité élevée.

Nous voyons, d'après ce qui a été dit page 372, que la moitié de la tension de sortie est renvoyée au circuit de grille, et que, par conséquent, chacune des deux tensions de sortie n'est que légèrement inférieure en tension à celle du signal B.F. appliqué à l'entrée de l'étage.

Le haut-parleur.

Il nous reste à jeter un coup d'œil sur le principe du haut-parleur, qui est la charge la plus communément appliquée à l'étage de sortie

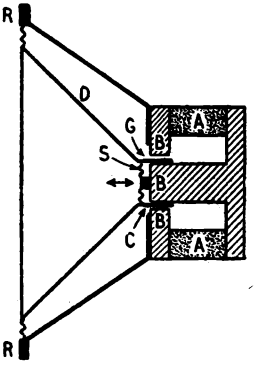


fig. 20-22. — Coupe d'un haut-parleur électrodynamique.

d'un récepteur. Sa fonction est évidemment de convertir en puissance acoustique la puissance électrique qui lui est fournie par l'étage de puissance, et ce en respectant le plus possible les formes d'ondes du signal.

On a utilisé de nombreux systèmes de haut-parleurs, mais le seul qui soit pratiquement encore en usage actuellement est le haut-parleur électrodynamique. Le principe utilisé est exactement le même que dans l'ampèremètre à cadre mobile décrit page 78. L'énergie mécanique destinée à produire dans l'air les ondes sonores résulte de l'interaction de deux champs magnétiques (p. 76). Un des champs est fixe et de grande intensité, et l'autre est produit en faisant passer dans une bobine mobile très légère les courants B.F. amplifiés par l'étage de puissance.

La figure 20.22 montre en coupe un haut-parleur de ce type, et dans lequel le champ fixe est produit par un fort aimant annulaire A. Le circuit magnétique est complété par des pièces polaires BB, qui ne laissent qu'un étroit entrefer circulaire G. La perméabilité élevée des pièces polaires, qui sont en fer doux, permet d'obtenir dans cet entrefer un flux très intense. C'est dans cet entrefer qu'est suspendue

la bobine mobile, traversée par les courants alternatifs provenant du secondaire du transformateur de sortie. La force mécanique engendrée dépend à la fois de la densité du flux constant dans l'entrefer, et de l'intensité du courant circulant dans la bobine mobile. Comme ce dernier est alternatif, la force l'est également et se développe dans les directions opposées indiquées par la flèche, de manière à déplacer la bobine d'avant en arrière (et vice-versa) coaxialement à l'entrefer. La bobine est fixée à une membrane de papier conique ayant à son pourtour une suspension souple, tandis qu'au centre un guide également flexible (flecteur ou « spider ») permet à la bobine de se déplacer tout en la maintenant centrée dans l'entrefer. Les vibrations de la bobine sont ainsi communiquées à la membrane et par suite à l'air environnant.

Il est plus difficile d'éviter les distorsions dues au haut-parleur que celles de tout le reste du système. Nous avons déjà dit, page 371, que les parties mobiles ont leur fréquence de résonance propre, située fréquemment aux environs de 80 Hz. Les mauvais effets de cette résonance peuvent être combattus au moyen d'un étage de puissance à basse résistance. Pour reproduire intégralement les fréquences les plus basses, il est nécessaire de mettre en branle un volume d'air important. Si cela est accompli en permettant à la bobine mobile des déplacements de grande amplitude, il faut employer un circuit magnétique très volumineux, faute de quoi on crée une distorsion non linéaire due à ce que la bobine dépasse dans ses déplacements la zone où le champ magnétique est uniforme (elle sort partiellement de l'entrefer). Si, par contre, on emploie un cône de grandes dimensions, il est impossible de le faire vibrer en entier sur les fréquences élevées, et celles-ci sont mal reproduites. Il faut par conséquent s'arrêter à un compromis. Pour obtenir la meilleure reproduction possible, on emploie couramment deux ou plusieurs haut-parleurs dont chacun reproduit une partie de la bande des fréquences audibles.

Il est évident qu'au moment où (par exemple) la membrane de la figure 20.22 se déplace vers la gauche, l'air est comprimé dans cette direction et raréfié derrière la membrane. Si la période de la vibration est suffisamment longue pour que l'onde produite ait le temps de contourner la membrane, les deux pressions ont tendance à s'annuler et le son produit sera faible. Pour prévenir une telle perte d'énergie (évidemment d'autant plus grave que la fréquence est plus basse), il faut allonger le trajet des ondes au moyen d'un dispositif nommé « baffle » et dont le modèle le plus simple est un panneau de bois percé d'un trou contre lequel le haut-parleur est fixé. Dans les récepteurs ordinaires, c'est l'ébénisterie qui joue (plus ou moins efficacement) ce rôle.

CHAPITRE XXI

TUBES A RAYONS CATHODIQUES : TÉLÉVISION ET RADAR

Description du tube à rayons cathodiques.

Dans les précédents chapitres ont été exposés les principes généraux dont l'application a permis la réalisation de tous les systèmes de communications radioélectriques, et qui, incidemment, ont donné lieu à d'autres utilisations comme les amplificateurs pour sourds et le chauffage industriel à haute fréquence. Cet exposé a été accompagné d'assez d'exemples pratiques pour permettre de se représenter, au moins dans les grandes lignes, comment s'effectuent l'émission et la réception des programmes de radiodiffusion. Reste un élément si important dans certaines de ses applications, comme le radar et la télévision, que ce livre serait incomplet s'il n'en touchait quelques mots : le tube à rayons cathodiques.

Sous bien des rapports, il ressemble aux lampes de radio: la différence réside dans l'usage différent du flux des électrons attirés par l'anode. Comme les lampes, il est constitué d'une enceinte vidée d'air, renfermant une cathode destinée à émettre des électrons, une anode pour les attirer et une grille pour en commander le débit. Mais tandis que les lampes sont conçues en vue de l'emploi du courant plaque dans des circuits extérieurs, le tube à rayons cathodiques (ou, en abrégé: le *tube cathodique* tout court) utilise directement ce courant en le dirigeant, sous la forme d'un faisceau étroit, vers une des extrémités de l'ampoule, où il produit des effets visibles. Ce faisceau avait reçu à l'origine le nom de rayon cathodique, d'où l'appellation du « tube » en question.

La figure 21.1 est la coupe longitudinale d'un tube cathodique de modèle courant. L'ensemble des électrodes situées au bout de la partie étroite ou *col* est baptisé *canon* parce qu'il est destiné à produire le

faisceau d'électrons, projetés à grande vitesse. Cet ensemble comprend une cathode avec son filament de chauffage, et une grille ou *wehnelt* (du nom de l'inventeur) très proche de la cathode. Bien que ces électrodes aient reçu les mêmes noms que celles des lampes, leurs formes sont différentes. La partie émissive de la cathode se réduit théoriquement à un point, et pratiquement à une zone circulaire très petite située à son extrémité (d'où le terme de *cathode ponctuelle*), et la « grille » ressemble plutôt à une petite casserole coiffant la cathode, et dont le fond est percé d'un trou. A condition que la grille ne soit pas assez négative par rapport à la cathode pour repousser tous les électrons émis, un faisceau étroit émerge du trou, attiré par la tension positive

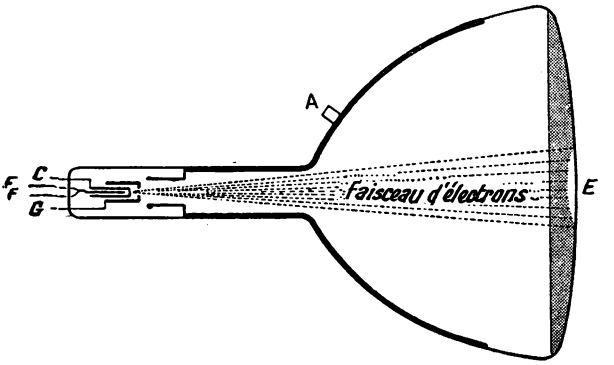


Fig. 21-1. — Coupe d'un tube cathodique de modèle courant. FF = filament, C = cathode, G = grille (ou wehnelt), A = anode, E = écran fluorescent.

de l'anode, tension qui en télévision est comprise entre 7 et 17 kV. De nombreuses formes d'anodes ont été essayées, dont le seul détail commun, ou peu s'en faut, est un trou central permettant aux électrons, fortement accélérés par la haute tension employée, de passer dans la partie la plus volumineuse de l'ampoule.

L'*écran*, constitué par le fond de l'espèce de carafe que montre la figure, n'a rien de commun avec l'écran statique (p. 278) que l'on trouve dans les tétrodes ou penthodes. On serait tenté de le rapprocher plutôt des écrans de cinéma. Le verre dont il est formé est recouvert d'une mince couche d'une substance dite « phosphore » et qui devient lumineuse sous l'effet du bombardement électronique. Cet effet, nommé *fluorescence*, est essentiel au fonctionnement des tubes cathodiques; mais il existe un autre effet, la *phosphorescence*, qui est la continuation de l'émission lumineuse après que le bombardement électronique a cessé. On peut la faire varier selon le type de « phosphore » utilisé; dans certains tubes, elle cesse au bout de quelques microsecondes, tandis que dans d'autres (tubes à longue persistance) elle peut avoir une durée de l'ordre d'une minute. Le choix du « phosphore » détermine également la couleur du rayonnement émis.

Quand les électrons ont accompli leur tâche de projectiles, il faut les retirer de l'écran, sans quoi ils lui communiqueraient rapidement

une charge négative assez élevée pour qu'il repousse les électrons suivants. A cette fin, dans certains tubes, l'anode est prolongée par une couche de graphite couvrant l'intérieur de l'ampoule, comme le montre la figure 21.1. Le bombardement de l'écran produit une émission secondaire (p. 282), et assez d'électrons secondaires quittent l'écran et sont absorbés par l'anode pour contrebalancer l'effet de ceux qui arrivent du canon. Dans les tubes les plus modernes le problème est résolu d'une autre manière: la couche fluorescente est recouverte d'une très mince pellicule d'aluminium qui rend l'écran conducteur et le met en contact avec l'anode. Cette pellicule est assez mince pour ne pas empêcher l'effet du bombardement, et, d'autre part, elle constitue un réflecteur qui renvoie la lumière vers l'avant et augmente ainsi la brillance apparente.

Tel qu'il est décrit, le tube ne pourrait pas servir à grand chose. On pourrait tout juste faire varier la luminosité de la large tache qui apparaît sur l'écran, en modifiant la polarisation du wehnelt. Pour l'utiliser, il lui manque encore deux choses: un moyen de *focaliser* le faisceau d'électrons de manière que la tache de lumière se concentre en un petit point très lumineux (dit *spot*); c'est ce qu'on appelle le dispositif de *concentration*. Ensuite, il faut un dispositif de *déflexion*, permettant de promener le faisceau concentré sur toute la surface de l'écran (c'est ce qu'on nomme le *balayage*) afin qu'il puisse y tracer n'importe quelle figure. Ces deux résultats peuvent être obtenus au moyen de champs magnétiques ou électriques. La masse quasi infinitésimale des électrons fait qu'ils obéissent d'une manière pratiquement instantanée à l'influence de ces champs, de sorte que la trace du spot sur l'écran peut être la représentation fidèle de phénomènes correspondant à des fréquences s'étendant jusqu'à plusieurs MHz. C'est pour cette raison que le tube cathodique rend des services considérables non seulement dans les récepteurs de télévision, mais encore dans presque toutes les branches de la recherche technique et scientifique.

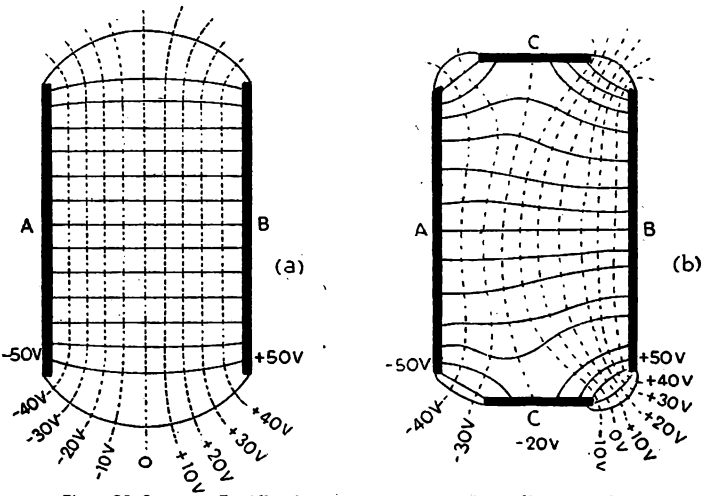


Fig. 21-2. — Focalisation ou concentration électrostatique.

Dans les tubes de télévision, la concentration et la déflexion sont souvent réalisées au moyen de champs magnétiques; mais comme les méthodes utilisant des champs électriques sont relativement plus faciles à comprendre, nous les examinerons en premier lieu.

Concentration électrostatique.

Imaginons deux armatures circulaires parallèles A et B, entre lesquelles existe une certaine d.d.p. (fig. 21.2 *a*), et traçons les lignes de force du champ qu'elles créent, comme nous l'avons fait page 65; ces lignes, nous le savons, sont celles que suivraient des électrons se déplaçant d'une armature à l'autre sous l'influence du champ (il faut se les figurer infiniment rapprochées, bien qu'on n'en trace que quelques-unes); elles sont sensiblement parallèles et uniformément réparties, sauf vers les bords des armatures.

Un électron quittant A et se dirigeant vers B aura pour commencer le potentiel de A, et à la fin du parcours celui de B; en chemin, il aura passé par tous les potentiels intermédiaires, qui pourraient être indiqués le long des lignes de force, comme par des bornes kilométriques. Joignant tous les points de même potentiel, nous obtenons les lignes en pointillé, que l'on nomme pour cette raison *lignes équipotentielles*, et que l'on peut comparer aux courbes de niveau des cartes géographiques.

Sur la figure 21.2 *a*, les tensions auxquelles ces lignes correspondent sont indiquées sur la base d'une d.d.p. totale de 100 V. Point important à signaler : les lignes de force et les lignes équipotentielles se croisent partout à angle droit.

Introduisons à présent une troisième électrode (C, fig. 21.2 *b*) ayant la forme d'un anneau cylindrique maintenu à un potentiel de — 20 V (par exemple). Comme C est un corps conducteur, son potentiel est partout le même, de sorte que les lignes équipotentielles seront très resserrées entre C et B. Aux environs de l'axe AB, où l'influence de C se fait le moins sentir, leurs positions relatives restent à peu près ce qu'elles étaient en *a*. Quand on trace les lignes de force correspondant au nouveau système d'électrodes, on constate que pour demeurer perpendiculaires aux lignes équipotentielles, elles doivent converger vers le centre de B.

C'est là le principe utilisé pour la concentration électrostatique. Au moins une anode supplémentaire (correspondant à C) a son potentiel ajusté de manière à faire converger tous les électrons vers le même point de l'écran. Ce procédé peut se comparer à la focalisation ou concentration des rayons lumineux dans le plan focal au moyen de lentilles optiques, et a fait donner aux dispositifs employés à la concentration des électrons le nom de *lentilles électroniques*, ainsi que le nom d'optique électronique à la branche de sciences qui y a trait. De même qu'un objectif photographique, pour donner l'image la plus nette possible, doit être composé d'un certain nombre de lentilles, une bonne lentille électronique comprend en général au moins trois anodes portées à des tensions différentes, et la distance focale est ajustée en faisant varier une de ces tensions.

Déflexion.

La déflexion électrique est une affaire beaucoup plus simple. Si on fait passer le faisceau sortant du canon entre deux plaques parallèles (Y_1Y_2, fig. 21.3), et qu'on applique entre ces deux plaques une d.d.p., le champ électrique tendra à déplacer les électrons vers la plaque positive. Cette tendance, combinée au déplacement axial déjà existant,

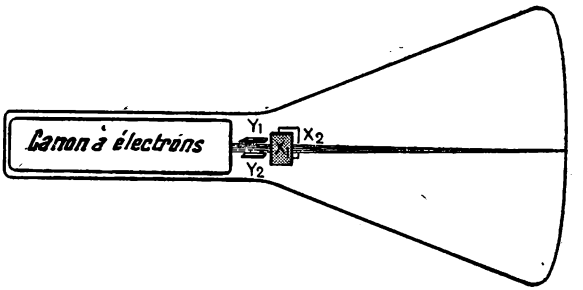


Fig. 21-3. — Disposition des plaques déflectrices d'un tube cathodique.

déviera le faisceau vers le haut ou vers le bas, selon que la plaque supérieure ou la plaque inférieure sera positive par rapport à l'autre. Pour la déflexion latérale, une seconde paire de plaques (X_1X_2) est placée perpendiculairement aux premières; au moyen des deux paires de plaques, le spot peut atteindre n'importe quel point de l'écran.

La déflexion magnétique est basée sur l'action exercée par un champ magnétique sur un courant (p. 77). Le courant, dans ce cas, n'est autre que le faisceau d'électrons, et le champ magnétique est produit par des bobinages placés contre le col du tube. La force engendrée est perpendiculaire au plan déterminé par le champ et le courant, de sorte que si les bobines sont placées, comme le montre la figure 21.4, à

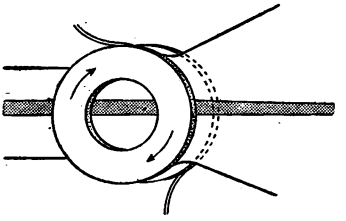


Fig. 21-4. — Disposition (théorique) des bobines de déflexion autour du col du tube.

droite et à gauche du col, de manière à produire un champ occupant la position du champ électrique des plaques X_1X_2 de la figure 21.3, le faisceau électronique ne sera pas dévié latéralement, mais verticalement.

Avec la déflexion électrique, l'angle dont le faisceau est dévié est inversement proportionnel à la tension de l'anode finale. Donnons un exemple: une tension de 100 V appliquée entre les plaques suffit à déplacer le spot d'un bord à l'autre, avec une tension anodique de 1000 V; si cette dernière tension est portée à 2000 V, il faudra en même temps porter la tension de déflexion à 200 V. Avec la déflexion

magnétique, en revanche, l'angle est inversement proportionnel à la *racine carrée* de la tension anodique. Par conséquent, si une intensité de 20 mA traversant les bobines avait suffi dans le premier cas, dans le second, il ne faudrait porter cette intensité qu'à 28,3 mA.

Donc, élever la tension anodique oblige à augmenter en même temps la tension ou le courant de déflexion. Mais cette élévation améliore la concentration et la luminosité.

Concentration magnétique.

Pour la concentration magnétique, il faut un champ orienté selon l'axe du tube. Les électrons qui se déplacent dans l'axe suivent une trajectoire parallèle au champ, et, par conséquent, ne subissent aucune influence de la part de celui-ci. Par contre, ceux qui quittent le droit chemin coupent les lignes de force du champ et en subissent l'influence. C'est évident, mais cela ne présage en rien le résultat final. En réalité, les électrons suivent une trajectoire en forme de spirale, que le champ magnétique tend à rétrécir, et finalement, pour une valeur déterminée du champ, ils se réunissent en faisceau et la concentration est obtenue. Comme dans le cas de la concentration électrique, on agit sur le faisceau avant la déflexion.

Le champ magnétique axial est produit par un bobinage qu'on enfile sur le col du tube, et la concentration est alors réglée en faisant varier l'intensité du courant traversant l'enroulement. Ou encore, on emploie un aimant annulaire dont l'entrefer peut être partiellement court-circuité, ou deux aimants en opposition que l'on écarte plus ou moins jusqu'à obtenir l'intensité de champ désirée. Ce sont ces procédés qui tendent à l'heure actuelle à l'emporter sur la concentration par bobinage.

Emploi du tube cathodique.

Bien que la tension anodique soit très élevée par rapport à celle qu'on emploie pour les lampes de réception, l'intensité du faisceau électronique est faible : quelques dizaines de microampères. De même que la grille des lampes, le wehnelt est polarisé négativement et n'absorbe pratiquement aucun courant. On fait varier cette polarisation pour ajuster la brillance. La concentration est obtenue, selon le type de tube, par un des procédés décrits. On trouve quelquefois des réglages de *cadrage* destinés à ajuster la position initiale du spot au centre de l'écran en appliquant des tensions de polarisation entre les plaques de déflexion.

Il est évident qu'un tube à déflexion électrostatique peut être utilisé comme voltmètre en appliquant la tension à mesurer à une des paires de plaques. C'est là un vrai voltmètre, car il n'absorbe aucun courant ; mais pour que ses indications soient constantes, il faut évidemment que la tension anodique soit parfaitement stabilisée.

Si on applique aux plaques de déflexion une tension alternative dépassant une fréquence de quelques Hz, le déplacement du spot est

trop rapide pour que l'œil puisse le suivre; on voit alors une ligne lumineuse dont la longueur est proportionnelle à la tension de crête. Mais les possibilités du tube cathodique sont encore mieux utilisées quand des tensions sont appliquées simultanément aux deux paires de plaques. Si par exemple la tension d'entrée d'un amplificateur est appliquée à l'une des paires et la tension de sortie à l'autre, l'aspect de la trace obtenue sur l'écran peut fournir de nombreux renseignements : si c'est une diagonale bien droite, l'amplificateur est exempt de déphasage. La non-linéarité se traduit par une ligne incurvée, et en cas de déphasage, le tracé se double pour former une ellipse.

Toute une gamme d'essais particulièrement utiles peut s'effectuer

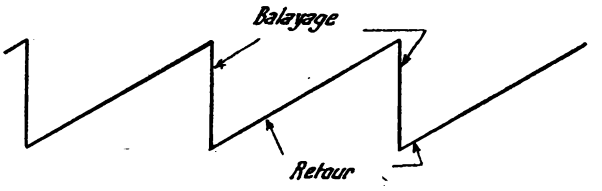


Fig. 21-5. — Forme des courants en dents de scie employés au balayage des tubes cathodiques.

si on applique aux plaques de déflexion horizontales (plaques « X ») une tension variant selon une loi uniforme. Dans ces conditions, le tube trace un graphique représentant la variation dans le temps de n'importe quelle tension appliquée à l'autre paire de plaques, et dont on peut ainsi *voir* la forme d'onde. Le dispositif est agencé de manière que, quand la tension de déflexion a amené le spot à l'extrémité de sa course, elle retombe brusquement à sa valeur initiale, pour recommencer ensuite de croître régulièrement. Si le temps de ce *balayage* coïncide exactement avec la durée d'une ou de plusieurs périodes du phénomène étudié, ou autrement dit, si le balayage est *synchronisé*, les graphiques successifs se superposent pour donner l'impression d'une image fixe.

Un tube cathodique ainsi équipé et étudié pour le genre d'essais en question (et tout spécialement pour l'examen des formes d'ondes) se nomme un *oscilloscope*. Les circuits produisant le balayage correspondant à la description qui vient d'être donnée se nomment pour des raisons évidentes *bases de temps*. Ils sont d'une telle importance à la fois pour les oscilloscopes et la télévision que nous allons un peu approfondir la question.

Bases de temps.

Si l'on désire que l'oscilloscope trace des phénomènes étudiés des graphiques ayant une échelle de temps linéaire, il est nécessaire que la tension appliquée aux plaques de déflexion (ou le courant circulant dans les bobinages, si on emploie la déflexion magnétique) augmente d'une manière linéaire. Ensuite, pour ne pas « perdre de vue » l'onde étudiée, il faut que le *trajet de retour* soit presque instantané, ou de toutes façons aussi bref que possible. La forme idéale de la tension en question est représentée par la figure 21.5, et cette figure dit mieux

que toute explication pourquoi on la nomme tension (ou courant) en *dents de scie.*

Le sujet est très vaste, et il existe des centaines de schémas de bases de temps. Les deux grands problèmes sont d'obtenir la montée rectiligne et le retour très bref. Le principe de la plupart des dispositifs utilisés est de charger un condensateur, sous un débit réglable, à travers une résistance, et ensuite de le décharger brusquement en le court-circuitant. Quand on emploie pour la charge une résistance ordinaire, elle ne s'effectue pas d'une manière linéaire, mais suit la courbe exponentielle de la figure 3.6 *b*, parce qu'à mesure qu'augmente la tension aux bornes du condensateur, celle qui se trouve aux bornes de la résistance décroît, de même que le courant — avec une résistance ordinaire tout au moins.

Il existe deux remèdes à cet inconvénient. La première méthode consiste à redresser la dent de scie non linéaire en créant à dessein une distorsion de sens contraire; la deuxième consiste à se servir d'une résistance qui laisse passer un courant indépendant de la tension qui existe à ses bornes. Si nous examinons les courbes caractéristiques d'une penthode (fig. 20.14), nous constatons que pour une variation assez étendue de la tension plaque, le courant varie très peu. Si donc nous chargeons le condensateur à travers la résistance interne d'une penthode, la tension augmentera d'une manière à peu près constante, et le temps demandé pour la charge pourra être ajusté en faisant varier la polarisation de grille ou la tension d'écran de la lampe.

Thyratrons.

Voilà pour la charge. Mais comment effectuer la décharge quasi instantanée? Il faut brancher aux bornes du condensateur une résistance aussi faible que possible, à la fréquence voulue, et une fois de plus, ce n'est pas un dispositif mécanique qui fera l'affaire. Nous avons besoin d'une procédé électronique. Disons-le tout de suite, il existe pour cela des lampes spéciales, dont la plus simple est la triode à gaz. Dans cette lampe, au lieu que l'espace interne soit un vide aussi poussé que possible, on a enfermé une petite quantité d'un gaz, tel par exemple que l'argon ou la vapeur de mercure. Bien que ce gaz soit très raréfié, on emploie quelquefois le terme de lampe « à remplissage gazeux ». Sur les schémas, il est représenté par un point noir placé à côté des électrodes, à l'intérieur du petit cercle représentant l'ampoule (1).

Quand la tension plaque d'une triode à gaz croît progressivement à partir de zéro, la vitesse des électrons attirés par la plaque croît d'une manière correspondante. Pour une vitesse donnée, les électrons, en heurtant les molécules de gaz, leur arrachent d'autres électrons. Des molécules auxquelles il manque des électrons sont des ions chargés positivement (p. 41) qui neutralisent la charge d'espace d'un nombre égal d'électrons. Bien que les ions soient naturellement attirés par la cathode, ils sont beaucoup plus lourds que les électrons, et par conséquent relativement plus lents. Chacun d'entre eux reste par suite assez longtemps

(1) Une autre manière de symboliser la présence d'un gaz dans une lampe est de hachurer le cercle de l'ampoule. — *N. d. t.*

dans l'espace pour que des centaines d'électrons aient le temps de passer, de sorte qu'il neutralise non seulement la charge d'espace des électrons qui en ont été arrachés, mais encore celle de beaucoup de ceux qu'émet la cathode. Il en résulte que la charge d'espace négative — qui dans une lampe ordinaire est la principale responsable de la résistance apparente r_a — est brusquement éliminée. En fait, l'espace compris entre cathode et plaque (à part une zone très mince entourant la cathode, et à laquelle est appliquée alors toute la tension qui lance les électrons à la vitesse où ils provoquent l'*ionisation* du gaz) tout cet espace est changé en un corps bon conducteur, comme un métal.

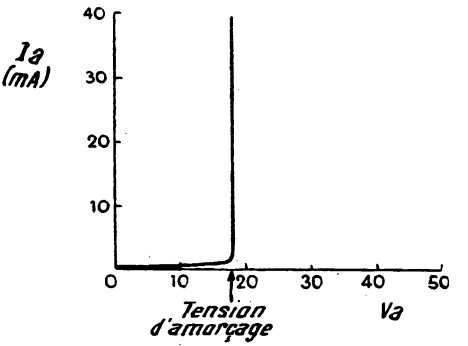


Fig. 21-6. — Caractéristiques d'une triode à gaz. Quand le courant circule, la tension aux bornes de la lampe reste pratiquement constante, quelle que soit l'intensité, de sorte r_a est pratiquement nulle.

C'est pour cette raison que la caractéristique I_a/V_a d'une lampe de ce type est très différente de celle d'une lampe à vide poussé. Il suffit pour s'en rendre compte de comparer la figure 21.6 à la figure 20.14 ou même à la figure 9.3. Jusqu'au point où se produit l'ionisation (*tension d'amorçage*) le courant plaque est très faible, parce que la tension plaque n'est pas assez élevée pour lancer les électrons à une vitesse suffisante pour provoquer l'ionisation. Au-delà de ce point, la résistance interne est nulle, et si le courant n'était pas limité par la résistance du circuit, il atteindrait une intensité telle que la lampe serait rapidement détruite. La tension d'amorçage représente donc la chute de tension aux bornes de la lampe, chute à peu près indépendante de l'intensité du courant.

Dans une *diode* à gaz, la tension d'amorçage dépend uniquement de la nature du gaz (et dans une certaine mesure de sa température) ; mais dans une triode à gaz (ou *thyratron*), on peut ajuster cette tension en agissant sur la polarisation de grille. La tension d'amorçage augmente avec la valeur de la polarisation négative. Si, par exemple, chaque volt de polarisation augmente de 30 V la tension d'amorçage, le *rapport de commande* est de 30. Sous un certain aspect, on peut le considérer comme l'équivalent du coefficient d'amplification (μ ou k) d'une lampe ordinaire. Mais la correspondance n'est pas totale, car, au moment de l'amorçage, la grille est noyée dans le flot des ions et n'a plus d'action sur l'intensité plaque. La seule manière d'empêcher le courant de continuer à circuler est d'abaisser la tension plaque au-dessous du point où l'ionisation peut se maintenir (*tension d'extinction*).

La figure 21.7 montre dans ses éléments essentiels un montage de base de temps utilisant une penthode (V_1) comme résistance de charge

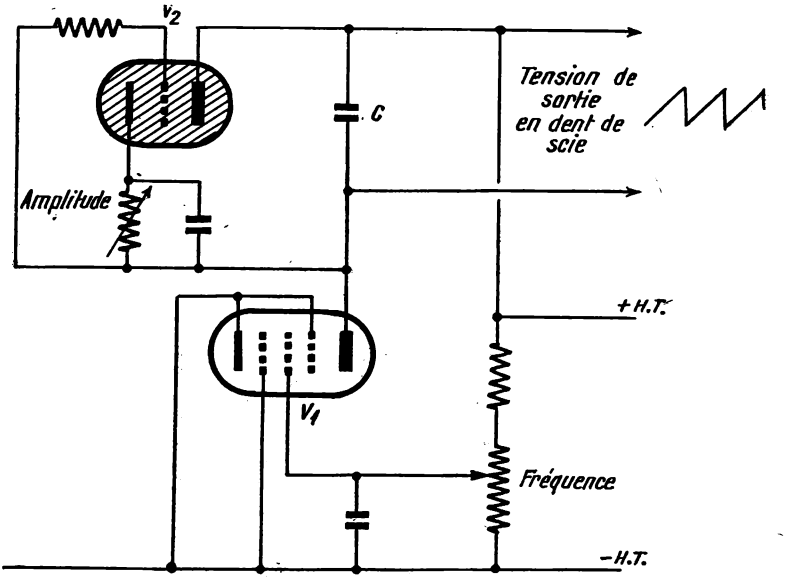


Fig. 21-7. — Schéma d'une base de temps constituée d'une penthode de charge V_1 et d'un thyratron V_2.

quasi linéaire, et un thyratron (V_2) comme tube de décharge. Quand la tension aux bornes de C est égale à la tension d'amorçage du thyratron, celui-ci court-circuite C et le décharge d'une manière presque instantanée. La tension plaque du thyratron tombant de ce fait à zéro, l'ionisation cesse, et le processus recommence. La tension d'amorçage (et par suite l'amplitude de la dent de scie) peut être ajustée, comme on le voit, en faisant varier la polarisation du thyratron. Le condensateur placé aux bornes du potentiomètre de réglage d'amplitude permet d'obtenir une polarisation suffisamment constante en dépit des variations d'intensité.

Bases de temps employant des tubes à vide.

Nous avons parlé des thyratrons parce qu'ils sont encore utilisés dans certaines branches de l'électronique, et aussi parce que le fonctionnement des bases de temps qui les emploient est facile à comprendre. En pratique, néanmoins, on les emploie peu à l'heure actuelle dans les bases de temps, et cela pour deux raisons principales. D'abord, l'amorçage et l'extinction prennent un temps appréciable. Ce temps est court, en vérité, mais il suffit à empêcher le fonctionnement au-delà d'une fréquence de l'ordre de 50 kHz. Ensuite, leur durée de « vie » est moindre que celle des lampes à vide poussé, ce qui fait qu'on les a abandonnés aussi en télévision, où les récepteurs doivent assurer de très nombreuses heures de fonctionnement.

Le défaut des tubes à vide, pour ce genre de fonctions, est qu'ils ne présentent pas le brusque changement de caractéristiques qui fait passer les thyratrons à l'état de corps conducteurs, de sorte qu'il faut que ce soit le circuit qui, par son agencement, les amène, avec une rapidité extrême, du point de coupure du courant plaque à une tension de grille nulle ou même positive. Cet effet est généralement obtenu au moyen d'un montage oscillateur dans lequel le couplage plaque-grille est beaucoup plus « serré » que dans les oscillateurs destinés aux usages courants.

La figure 21.8 montre le plus simple des circuits de cette espèce. Il est d'un emploi très courant, et, pour des raisons qui apparaîtront bientôt, on le nomme *oscillateur bloqué*. En effet, à un certain stade de fonctionnement, C se charge de manière à rendre la grille négative, et quand cette charge atteint un niveau élevé, la lampe est polarisée bien au-delà du point de coupure du courant plaque. Il se décharge alors à travers R selon une loi exponentielle; et dès que la tension à ses bornes arrive à la valeur pour laquelle le courant plaque commence *tout juste* à circuler, ce courant, traversant le primaire (P) du transformateur T, dont le couplage est très serré, induit dans le secondaire une tension opposée à celle de la charge résiduelle de C, ce qui cause une diminution de la tension de polarisation, et par suite une nouvelle augmentation du courant plaque, et ainsi de suite, le phénomène s'accélérant de lui-même. En moins d'un millionième de seconde, la grille devient positive. C recommence alors de se charger, négatif côté grille, la charge, à travers la faible résistance cathode-grille de la lampe, s'accomplissant beaucoup plus vite que la décharge à travers R.

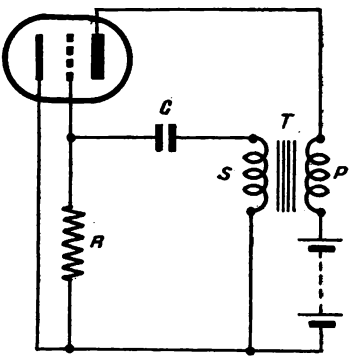


Fig. 21-8. — Oscillateur bloqué.

Mais à mesure que la charge augmente, la grille redevient de plus en plus négative, jusqu'au moment où le point de coupure du courant plaque est atteint, coupure brusquée par le renversement de la tension induite dans T. Il n'y a plus alors ni courant grille, ni courant plaque, ni par conséquent de tension induite. Il n'y a plus en fait que la tension aux bornes de C, qui rend la grille très négative. La lampe est *bloquée*, nous sommes revenus au point de départ, et tout recommence.

Périodiquement se produit donc une décharge lente du condensateur à travers R, suivie d'une charge rapide à travers la lampe et

d'une brusque interruption. Le tout donne à la tension apparaissant aux bornes de R la forme d'une dent de scie. Mais comme la portion utile est exponentielle, il faut la rendre linéaire, ce qui peut être obtenu au moyen d'un étage d'amplification. Le taux de décharge le plus rapide correspond au moment où la tension négative est à son maximum. C'est aussi le moment où la pente de la lampe amplificatrice est la plus faible. A mesure que la tension négative diminue, l'amplification augmente, ce qui tend à compenser la lenteur relative de la variation de tension.

Dans un autre montage très utilisé également, et qu'on nomme *multivibrateur*, on emploie deux lampes montées en amplificatrices à résistances, l'amplificateur étant refermé sur lui-même. Autrement dit, la sortie est reliée à l'entrée, de sorte que chaque lampe peut être considérée comme fournissant à l'autre une réaction positive et amplifiée, qui produit des résultats analogues à ceux que donne l'oscillateur bloqué.

Application à la télévision.

En cinématographie, l'apparence du mouvement est obtenue en faisant apparaître des images fixes se succédant à une cadence suffisamment élevée pour que l'œil les confonde en une seule image animée; disons 25 images par seconde. Chaque image peut être considérée comme composée d'un grand nombre de petits éléments ou *points* représentant chacun un degré de luminosité déterminé, variant du blanc au noir. En télévision, plus le nombre des points transmis est élevé, plus l'image est nette, ou, pour employer le terme consacré, meilleure est la *définition*. Et pour obtenir une définition acceptable, il faut transmettre au moins 200 000 points, qui, multipliés par 25, font 5 000 000. Il faut donc transmettre pendant chaque seconde 5 000 000 de points (comme il est impossible de les transmettre simultanément, on les transmet successivement). Un point blanc suivi d'un point noir pouvant être représentés par les deux alternances, positive et négative, d'une même période, la fréquence du signal à transmettre est donc égale à la moitié du nombre de points, ce qui fait quand même 2,5 MHz. En pratique, ce petit calcul doit être légèrement modifié pour tenir compte d'autres facteurs, mais il donne en gros l'aspect du problème.

Ce signal à *vidéo-fréquence* (V.F.) ne peut être rayonné directement, parce qu'il peut en réalité avoir n'importe quelle fréquence comprise entre zéro (ou presque) et 2,5 MHz. On l'utilisera donc, comme un signal B.F., pour moduler une onde porteuse. Pour les raisons qui ont été exposées dans le chapitre XVIII, il est nécessaire que cette porteuse ait une fréquence bon nombre de fois supérieure à la plus élevée des fréquences à transmettre. C'est pourquoi il est pratiquement impossible de transmettre convenablement des images sur des fréquences inférieures à environ 40 MHz; de plus, la bande passante ne se réduit pas à tout au plus une vingtaine de kHz, comme dans le cas de la radiodiffusion, mais s'étend au contraire à 5000 kHz, ou à un

peu plus de la moitié si l'une des bandes latérales est supprimée, comme il est d'usage actuellement (1).

Pour transmettre (ou reproduire) successivement tous les points de l'image, il faut « balayer » entièrement la scène ou l'écran, ce que l'on fait d'ordinaire dans l'ordre où on lit une page imprimée, c'est-à-dire par *lignes* successives parcourues de gauche à droite avec des retours rapides entre les lignes. Ce mouvement horizontal est combiné avec un mouvement vertical beaucoup plus lent, descendant vers le bas. Il est évident qu'un balayage de cette sorte peut être obtenu, dans le cas d'un tube cathodique à déflexion électrostatique, en appliquant aux plaques de déflexion horizontale la tension en dents de scie produite par une base de temps à fréquence élevée, et aux plaques de déflexion

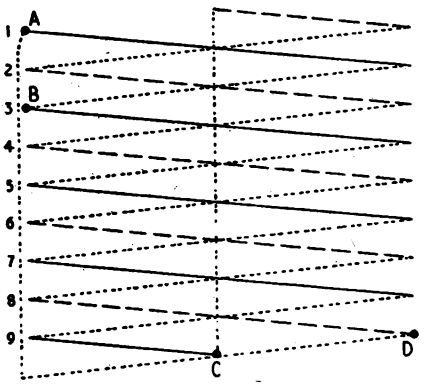


Fig. 21-9. — Trame à neuf lignes entrelacées. Les traces de retour, normalement invisibles, sont en pointillé fin.

verticale, celle d'une base de temps à basse fréquence. (Dans le cas d'un tube à déflexion magnétique, ce seront des courants correspondants qu'on appliquera aux bobinages.) Le spot tracera alors une série de lignes juxtaposées, et, si on fait varier sa brillance en appliquant au wehnelt ou à la cathode du tube le signal V.F. de manière que chaque point corresponde au même point de l'image « explorée » par la caméra de prise de vues, la scène transmise sera reproduite sur l'écran du tube.

Pour couvrir l'image, il faut plusieurs centaines de lignes d'*exploration;* le standard français en emploie 819, ce qui, au rythme de 25 images par seconde, donne pour le balayage lignes une fréquence de $25 \times 819 = 20\,475$ Hz. La fréquence de 25 Hz, pour les images, est assez basse pour causer un scintillement désagréable; pour l'éviter, on emploie un balayage vertical à 50 Hz, les lignes paires et impaires étant explorées en deux *demi-trames* successives. Le retour de la base de temps verticale s'effectue donc au bout de 459 1/2 lignes. C'est ce qu'on appelle un balayage *entrelacé.*

Un schéma de balayage comportant 819 lignes ne serait plus très clair; c'est pourquoi la figure 21.9 montre une *trame* à 9 lignes seu-

(1) Les données ci-dessus sont valables pour le standard anglais à 405 lignes; pour le standard « européen » à 625 lignes et pour la haute définition du standard français à 819 lignes, les nombres des points augmentent à peu près comme le carré du nombre de lignes. Par conséquent, pour 819 lignes, la V.F. dépasse 10 MHz et nécessite l'emploi de porteuses de fréquences plus élevées. — *N. d. T.*

lement, ce qui ne change rien au principe de l'affaire. En partant de A, on balaie la ligne n° 1, au bout de laquelle s'effectue le *retour* du spot (en pointillé) vers le bord gauche de l'image. Mais il ne revient pas au point A, car la base de temps verticale l'a amené pendant ce temps deux lignes plus bas, c'est-à-dire en B. Toutes les lignes impaires sont parcourues de la même manière, jusqu'à la ligne n° 9, au milieu de laquelle il s'arrête en C, parce qu'à ce moment la base de temps verticale le ramène brusquement en haut de l'image. Ce retour ne s'effectue pas verticalement, comme on l'a représenté pour la clarté du dessin; en effet, un retour vertical correspondrait à une vitesse de déplacement infinie et parfaitement irréalisable; le temps occupé par le retour du balayage vertical correspond en réalité à la durée de 40 lignes du balayage horizontal. Pendant qu'il s'effectue, comme d'ailleurs pendant les retours de lignes, le rayon cathodique est interrompu, ce qui fait que la trace n'est pas visible sur l'écran. La base de temps lignes peut alors balayer les lignes paires, tracées en pointillé. A la fin de la dernière, c'est-à-dire en D, un second retour s'effectue, qui ramène le spot en A.

Du côté émetteur, on trouve une camera comportant un objectif semblable à celui d'un appareil photographique. Mais à la place de la pellicule, il y a une plaque enfermée dans l'ampoule d'un tube cathodique spécial. Cette plaque est recouverte d'un grand nombre de points conducteurs qui se chargent proportionnellement à la quantité de lumière qui les atteint, et par conséquent au degré d'éclairement de chaque point de la scène transmise. Un faisceau d'électrons balaie cette plaque de la manière décrite plus haut, et recueille les charges. Les tensions correspondantes sont amplifiées, et employées à moduler l'onde porteuse de l'émetteur.

Mais cela ne suffit pas, car il faut songer, comme nous l'avons laissé entendre plus haut, à assurer le *synchronisme* du balayage de tous les récepteurs avec celui de la camera de prise de vues, afin que chaque point d'image occupe à la réception la place qu'il occupait dans la scène transmise. Sans quoi, l'image ne serait pas reconnaissable. A cette fin, pendant les retours des balayages de la camera, on transmet des signaux spéciaux (signaux de synchronisme) qu'une lampe spéciale aussi (étage séparateur) sépare, comme son nom l'indique, des signaux V.F. lors de la réception, et qui, envoyés aux bases de temps, déclenchent leur retour au moment précis où il se produit à l'émission.

Le récepteur de télévision.

Nous avons examiné d'une manière assez détaillée les récepteurs de son en tant qu'illustrations des principes généraux qui font l'objet de ce livre. Les récepteurs de télévision sont basés sur les mêmes principes, mais les détails qui leur sont particuliers sont trop nombreux pour que nous puissions en faire ici une étude complète. Nous devrons nous contenter du schéma « en boîtes » que représente la figure 21.10.

L'antenne est généralement un dipôle accompagné ou non d'éléments parasites, et conforme à la description donnée dans le cha-

pitre XV. Les cinq boîtes comprises entre l'antenne et le haut-parleur sont déjà pour nous de vieilles connaissances, car elles constituent un récepteur de son superhétérodyne. Mais les deux premières sont communes au son et à la vision, et demandent quelques observations particulières.

Nous venons de voir que pour assurer à l'image une netteté suffisante, les fréquences de modulation devaient s'étendre sur plusieurs MHz. Si on transmettait les deux bandes latérales, la bande passante totale devrait, comme en radiodiffusion, être égale au double de la fréquence maximum de modulation; mais, heureusement, les effets de la suppression de l'une des deux bandes passent inaperçus en pratique, de sorte que les émetteurs sont conçus de manière à n'en transmettre qu'une. Mais cette manière de procéder ne s'applique qu'aux signaux de vision, à cause de leur bande passante très large, et le son est transmis de la manière habituelle. L'accord de l'étage H.F. est établi de

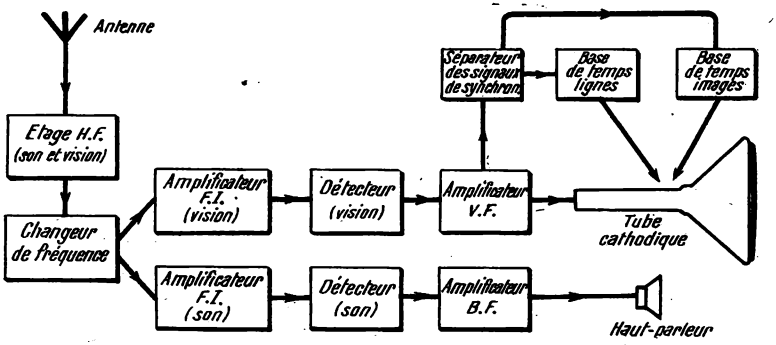


Fig. 21-10. — Schéma « en boîtes » d'un récepteur de télévision.

manière à laisser passer sans atténuation ces deux sortes de signaux, ce qui laisse entendre que sa sélectivité doit être très faible. En fait, loin de chercher à établir des circuits aussi peu amortis que possible, comme en radiodiffusion, on les amortit au contraire en les shuntant par des résistances de faible valeur — quelques milliers d'ohms en pratique. Il est heureux que la portée des fréquences supérieures à 40 MHz soit limitée, car cela permet d'attribuer le même canal à plusieurs émetteurs, et des fréquences très différentes aux émetteurs susceptibles d'être reçus dans la même région.

Le changement de fréquence n'utilise qu'un seul oscillateur, de sorte que les fréquences intermédiaires son et vision ont le même écart de fréquence que les deux porteuses. Par exemple, l'émetteur de Paris emploie pour le son une sous-porteuse de 174,1 MHz et, pour l'image, une porteuse de 185,25 MHz. Si l'oscillateur local est accordé sur la fréquence (couramment utilisée) de 213,25 MHz, la porteuse son donnera par battement une F.I. de 213,25 — 174,1 = 39,15 MHz, et la porteuse image une F.I. de 213,25 — 185,25 = 28 MHz. Ces fréquences intermédiaires ne sont pas toujours séparées dès la sortie de l'étage changeur de fréquence, comme on le voit sur la figure 21.10; il arrive qu'une partie de l'amplificateur F.I. soit commune aux deux. L'amplificateur F.I. réservé au son peut être beaucoup plus sélectif que l'autre, de sorte

qu'on n'éprouve guère de difficulté à éliminer les signaux d'images du récepteur de son. Par contre, l'amplificateur F.I. destiné à la vision doit avoir une bande passante presque aussi large que celle de l'étage H.F., de sorte qu'il doit être pourvu de circuits *réjecteurs* très sélectifs pour éviter que le son ne passe dans l'image.

Dans leur principe, le détecteur et l'amplificateur V.F. sont semblables à la détection et à la partie B.F. d'un récepteur de son. Semblables, aux valeurs près, car nous avons vu dans les chapitres XVI et XVII qu'il convenait d'utiliser des résistances de charge très basses afin d'éviter les pertes aux fréquences élevées dues aux capacités parasites. En plus de ces valeurs de résistances, on a recours à de petites inductances qui servent à neutraliser les capacités en question aux fréquences les plus élevées du signal, où précisément l'atténuation indésirable se ferait le plus sentir. Le signal vidéo est finalement appliqué au wehnelt ou à la cathode du tube, selon sa phase, c'est-à-dire selon que les blancs de l'image sont représentés par un maximum positif ou négatif du signal.

En même temps, les bases de temps travaillent à reconstituer la trame, dont le principe a été exposé précédemment avec l'aide de la figure 21.9. Non seulement elles sont accordées pour cela sur les fréquences correctes (par les constantes de temps de leurs circuits et parfois d'autres dispositifs auxiliaires), mais encore elles reçoivent des impulsions de synchronisme, qui leur sont transmises par l'étage séparateur, lequel, pour ainsi dire, leur pousse le coude pour leur faire savoir quand il convient exactement de revenir au début de la ligne ou en haut de l'image. Les signaux de synchronisme, nous l'avons déjà dit, sont transmis pendant les retours de la camera d'émission, alors que la porteuse n'a aucun signal vidéo à transmettre.

Les signaux de lignes et d'images sont différents, de sorte que l'étage séparateur peut les trier et les faire parvenir à la bonne adresse.

Télévision en couleurs.

Pour transmettre des images en couleurs, beaucoup de procédés divers ont été étudiés. Ceux qui ont été retenus reconstituent l'image à partir de trois couleurs primaires. Supposons qu'à la place de chaque élément (trame, ligne ou point) d'une image en noir et blanc, on en transmette trois, correspondant chacun à une des couleurs primaires, et que les trois images ainsi obtenues se superposent dans le récepteur, à la façon des trois clichés d'un imprimé en trichromie : on obtiendra une image en couleurs. Ce principe a été appliqué avec succès, mais il a l'inconvénient très sérieux de tripler la bande déjà si large qu'occupe chaque émetteur de télévision. Des solutions ingénieuses ont été trouvées, qui ont permis de réduire cette bande ; mais elles se traduisent par une complication encore plus grande des émetteurs et des récepteurs.

Il est relativement facile de produire des « phosphores » donnant par bombardement cathodique les couleurs requises. La difficulté est de les combiner dans un seul tube en éléments assez fins et régulièrement répartis pour donner une bonne définition, et en même temps

d'arriver à ce que chaque « phosphore » réponde uniquement à un faisceau d'électrons commandé par le signal correspondant à la bonne couleur. On y arrive aussi, et de manière à obtenir des résultats très acceptables, mais, comme le reste du récepteur, le tube est compliqué et coûteux.

Application au radar.

Quand on émet un son et qu'on en reçoit l'écho t secondes plus tard, on a vite fait de calculer que l'objet sur lequel le son se réfléchit est à 165 t mètres, puisque le son se propage dans l'air à la vitesse de 330 mètres par seconde et que, dans ce cas, il parcourt deux fois la distance. Le radar est basé sur le fait que les ondes de radio sont, elles aussi, réfléchies par des objets comme les navires, les avions, les maisons, les rivages de la mer, etc. Si on mesure le temps que l'écho met à revenir au point de départ de l'onde, la distance de l'obstacle

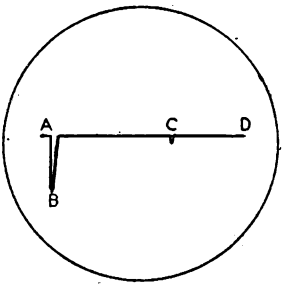


Fig. 21-11. — Aspect du tracé obtenu sur l'écran du tube cathodique avec le système de radar décrit.

est égale à 150 000 t kilomètres, les ondes de radio se propageant à la vitesse de 300 000 km/s. Du fait que les distances à mesurer peuvent être de l'ordre du kilomètre, il est évident qu'il faut pouvoir mesurer avec exactitude de très petites fractions de seconde. Dans les radars, le temps se mesure en microsecondes (μs).

C'est ici que le tube cathodique montre une fois de plus son utilité. Avec une base de temps travaillant sur la fréquence relativement modérée de 10 kHz, on obtient une échelle de temps où une fraction inférieure à 1 μs est lisible; et il est facile d'employer des fréquences beaucoup plus élevées, quand le besoin s'en fait sentir.

Le temps écoulé entre l'émission et la réception de l'onde (après qu'elle se soit réfléchie) peut être mesuré en appliquant aux plaques de déflexion verticale les deux impulsions qui en résultent, de manière à produire une déviation perpendiculaire à la trace produite par le balayage (fig. 21.11). Supposons que le balayage débute en A, et qu'au même moment un émetteur puissant lance une impulsion (c'est-à-dire un signal de grande amplitude pendant un temps très court); un récepteur situé au même emplacement reçoit cette impulsion, et la transmet aux plaques Y du tube cathodique, de sorte que le spot est dévié jusqu'en B. Il est indispensable que l'impulsion soit très brève, de manière que des échos provenant des objets rapprochés ne parviennent pas au récepteur pendant qu'elle se produit; en pratique, sa durée doit être

d'une fraction de microseconde, et elle doit en même temps être constituée d'un nombre appréciable de périodes du signal H.F., ce qui signifie que ladite H.F. se chiffre par de nombreux MHz.

La base de temps continue de déplacer le spot suivant la ligne AD, et si le récepteur capte un ou plusieurs échos, ceux-ci seront rendus visibles par de petites déviations comme celle qu'on voit en C. La fréquence de balayage est assez élevée pour que le tracé obtenu soit stable dans son ensemble.

Si la réflexion se produit sur un objet situé à une distance de 1 km, l'aller et retour de l'onde prend 1/150 000e de seconde, ce qui correspond à la durée d'une période d'un oscillateur accordé sur 150 kHz. Si on relie cet oscillateur aux plaques Y du tube cathodique, le spot tracera sur l'écran une ligne ondulée, chaque période ainsi rendue visible correspondant à 1 km. On obtiendra donc une graduation permettant de lire directement la distance de l'objet sur lequel se produit l'écho.

Ce ne sont là que quelques indications sur une des manières possibles d'appliquer le tube cathodique au radar. Dans un des procédés les plus utilisés, le balayage part du centre de l'écran, et en suit successivement tous les rayons de manière à l'avoir couvert en entier au bout d'une révolution. Normalement, le wehnelt est polarisé de manière à supprimer la trace du spot. Les échos réduisent cette polarisation et apparaissent comme des points brillants. Comme l'antenne, très directive, tourne en même temps que le rayon balayé, on peut, selon la position angulaire du ou des points obtenus et leur distance du centre, connaître à la fois la distance et la direction des objets sur lesquels se produisent les échos (des navires, par exemple).

Pour que l'émission et la réception se fassent uniquement dans la direction indiquée par l'écran, il faut, comme nous venons de le dire, une antenne très directive. Nous disons *une* antenne, parce que c'est généralement la même qui sert à l'émission et à la réception. Cela nécessite l'emploi de fréquences très élevées (p. 238), généralement comprises dans la catégorie des micro-ondes, ou autrement dit des milliers de MHz. A de telles fréquences, la technique des circuits est extrêmement différente de ce que nous avons étudié jusqu'ici. Pour ne donner qu'un bref exemple, les condensateurs ont tant d'inductance et les inductances tant de capacité qu'on ne peut plus les envisager séparément, ni même constituer de circuits tels que nous les avons considérés. Il n'est plus alors question que de guides d'ondes et de cavités résonnantes, ce qu'en argot de techniciens on appelle de la « plomberie ». C'est là encore une fois un sujet particulier qui demande à être étudié dans des livres spécialisés.

CHAPITRE XXII

RETOUR SUR LES TRANSISTORS

Comparaison entre les lampes et les transistors.

Dans les chapitres IX et X, nous avons fait connaissance avec les lampes et les transistors. Depuis, nous avons étudié uniquement des circuits équipés de lampes, parce qu'ils présentent moins de difficultés accessoires, dues au comportement complexe des transistors, et qui pourraient égarer l'attention du débutant. En effet, notre sujet principal était l'étude des circuits, étude qui s'est utilement alliée à celle des lampes. Maintenant que nous connaissons à la fois lampes et circuits, nous pouvons reprendre l'étude des transistors en les comparant aux lampes.

Une des premières complications — nous l'avons déjà noté — c'est que les transistors (tout au moins les modèles au germanium) sont très sensibles à l'influence de la température. Cela oblige à prévoir des dispositifs de compensation lors de l'étude des circuits. Autre inconvénient: le rendement baisse beaucoup plus vite à mesure que la fréquence augmente. Mais la différence fondamentale est sans doute le fait que la résistance du circuit d'entrée, au lieu d'être très élevée (et parfois pratiquement infinie) comme c'est le cas avec les lampes, est au contraire très basse, beaucoup plus basse en fait que celle du circuit de sortie. En même temps, les variations d'intensité du circuit de sortie influent sur celles du circuit d'entrée; il en résulte que le « générateur équivalent » est beaucoup plus compliqué que celui d'une lampe (p. 170).

Ne poussons pas néanmoins le tableau trop au noir: ces complications sont uniquement l'affaire du technicien chargé d'établir les maquettes. En pratique, l'usager n'a que les avantages, c'est-à-dire l'encombrement réduit, la longue durée et la faible consommation des transistors.

Pour étudier le générateur équivalent du transistor, il nous sera utile de revenir d'abord à celui, relativement plus simple, de la triode

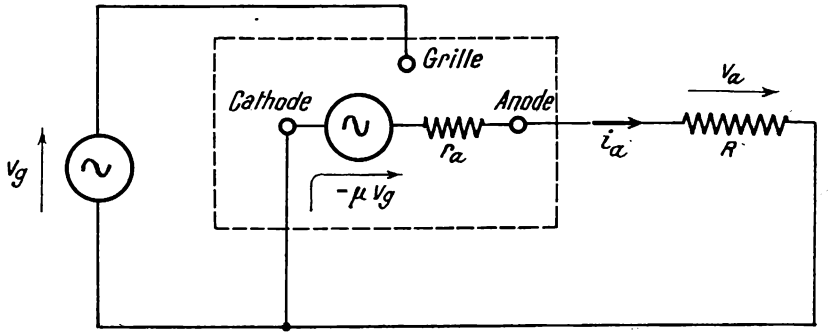


Fig. 22-1. — Générateur de tension équivalent d'une lampe (reproduction de la figure 11-3).

(p. 171) que répète la figure 22.1. Bien que la triode ait, comme son nom l'indique, trois électrodes, la seule voie de conduction, dans les conditions d'emploi normales, c'est-à-dire avec une polarisation négative appliquée à la grille, est celle qui va de la cathode à la plaque. La seule résistance à considérer est donc la résistance interne ou résistance de plaque r_a, et le courant traversant le circuit (c'est-à-dire l'intensité du signal recueilli à la sortie) est égal à celui qui traverserait une résistance égale à r_a placée en série avec un générateur donnant μ fois la tension du signal v_g appliqué à l'entrée, soit entre grille et cathode. Comme la cathode est commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie, du fait qu'elle est au potentiel de la masse, c'est son potentiel qui sert de référence pour la mesure des tensions. C'est pourquoi, pour exprimer le fait qu'un signal positif v_g produit une tension de sortie négative, il est nécessaire de faire usage du signe *moins*, ce qui donne $-\mu v_g$.

Cette lampe fictive rend le calcul de l'amplification obtenue avec n'importe quel circuit plus facile qu'il ne le serait si on se servait d'une famille de courbes caractéristiques, à condition que la lampe réelle soit utilisée dans une région suffisamment linéaire de ses caractéristiques.

Générateur de courant équivalent.

La figure 22.1 ne représente pas le seul type possible de circuit équivalent. Au lieu de remplacer la lampe par un générateur donnant une tension déterminée ($-\mu v_g$) indépendamment de l'impédance des autres éléments du circuit d'utilisation, nous pouvons imaginer un générateur donnant un certain courant, toujours indépendamment de ladite impédance. Pour que les conditions soient remplies, le générateur de tension ne doit pas avoir d'impédance propre, faute de quoi toute circulation de courant ferait qu'une partie de la f.é.m. du générateur serait employée à faire circuler un courant dans l'impédance en question. Le générateur de courant doit, au contraire, être imaginé comme doué d'une impédance infinie; si elle ne l'était pas, toute impé-

dance du circuit dans lequel il débiterait réduirait l'intensité du courant. Du fait qu'aucun générateur réel ne satisfait à de telles conditions, le générateur de courant est plus difficile à imaginer que le générateur de tension. Néanmoins, l'idée est très utile dans certains cas. On peut employer pour représenter ce générateur fictif plusieurs symboles. Dans la figure 22.2, on a employé le même que pour le générateur de tension, à cela près que les fils de connexion sont dessinés en pointillé, afin d'indiquer que la dérivation constituée par le générateur a une impédance infinie.

Le courant fourni par ce générateur est égal à $- g_m v_g$; mais supposons que nous l'ignorions. Ce qui doit nous guider, c'est que nous devons obtenir les mêmes résultats qu'avec le générateur de tension, qui nous a déjà permis de calculer la valeur de la tension de sortie v_a (p. 172). Nous avons trouvé :

$$v_a = \frac{-\mu v_g R}{r_a + R}$$

Si nous nous rappelons que $\mu = g_m r_a$ (p. 148), nous pouvons encore écrire :

$$v_a = \frac{-g_m v_g r_a R}{r_a + R}$$

Dans la figure 22.2, v_a est égal au produit du courant (débité par le générateur) par la valeur de r_a et R en parallèle. Cette valeur étant

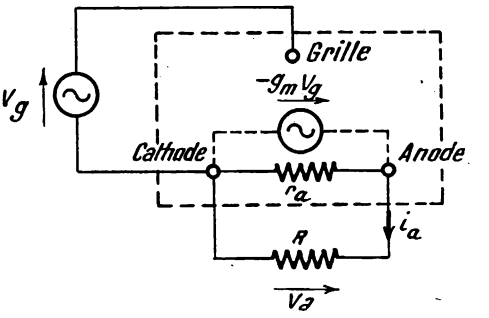


Fig. 22-2. — Générateur de courant équivalent.

égale à $r_a R/(r_a + R)$ (p. 50), l'équation ci-dessus nous montre que le courant doit être égal $- g_m v_g$.

Dans le cas d'une penthode, r_a est normalement bien supérieure à R, qui est la résistance de charge, de sorte que son effet peut être négligé, et que l'on peut considérer la résistance à travers laquelle circule le courant $- g_m v_g$ comme pratiquement égale à R. Autrement dit, $v_a \simeq - g_m v_g R$, de sorte que le gain de tension ($= v_a/v_g$) est :

$$A \simeq - SR$$

ce qui correspond bien à ce que nous avons trouvé page 285. Du fait qu'il fait ressortir clairement l'effet d'une grande résistance interne, le générateur de courant équivalent convient particulièrement bien à l'étude des penthodes.

Les trois modes de branchement.

Une autre chose que nous avons vue en étudiant les lampes, c'est qu'elles peuvent être branchées, dans les circuits d'amplification, de trois manières différentes:

1) Cathode commune (cathode à la masse) (p. 330), figure 22.3 *a*.

2) Grille commune (grille à la masse) (p. 329), figure 22.3 *b*.

3) Anode commune (cathodyne) (p. 371), figure 22.3 *c*.

Ce sont là les trois seuls modes de branchement possibles, les lampes ne possédant que trois électrodes qui puissent séparément faire partie du circuit d'entrée ou du circuit de sortie (y compris les tétrodes et penthodes, dont la grille écran et la grille suppresseuse sont mises à des potentiels fixes). Il est entendu, d'autre part, que seules les combinaisons donnant un résultat utile entrent en ligne de compte; il n'est pas question, par exemple, d'appliquer un signal entre grille et plaque.

Chacune des trois combinaisons correspondant à la figure 22.3 a son générateur de tension équivalent. Celui que nous avons utilisé jusqu'ici concerne le branchement « cathode commune », où l'on emploie les facteurs r_a et μ, et qui est de loin le plus utilisé. Notons que ce que nous avons nommé v_g est, plus précisément, v_{kg}, c'est-à-dire la tension appliquée entre cathode et grille, et que r_a est la résistance existant entre cathode et plaque. Pour le branchement « anode commune », nous pourrions nous servir du générateur équivalent de la figure 22.1, mais étant donné que la tension d'entrée est v_{ag} au lieu de v_{kg}, le coefficient d'amplification et la résistance interne ont des valeurs différentes. On pourrait leur attribuer des symboles spéciaux, mais comme ce mode de branchement est relativement exceptionnel, et que le branchement « cathode commune » est le plus normal, ce sont les symboles μ et r_a, propres à ce dernier mode de branchement, que l'on utilise quand même

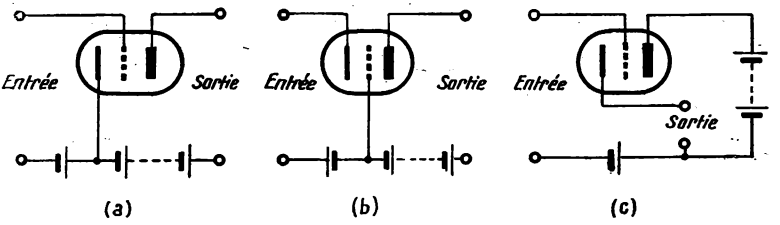


Fig. 22-3. — Les trois modes de branchement d'une lampe.

la plupart du temps, bien que les valeurs exactes soient en fait données par les formules $\mu/(\mu + 1)$ et $r_a/(\mu + 1)$, lesquelles montrent que dans le cas du branchement « anode commune » le coefficient d'amplification est forcément inférieur à 1, et la résistance interne (ou de sortie) relativement basse (p. 371).

Le circuit équivalent du branchement « grille commune » est plus compliqué, parce que le courant de sortie traverse le circuit d'entrée

et que, par conséquent, la résistance apparente de la lampe dépend de la résistance du circuit d'entrée, source de la tension d'attaque. A ce point de vue, le branchement « grille commune » rend la lampe plus proche d'un transistor que les deux autres modes de branchement.

Il existe évidemment des générateurs de courant équivalents pour les trois modes de branchement.

Le transistor possède les trois modes de branchement correspondants : émetteur commun, base commune, et collecteur commun. Ils sont représentés par la figure 22.4, et correspondent respectivement aux branchement cathode, grille et anode commune, non seulement quant

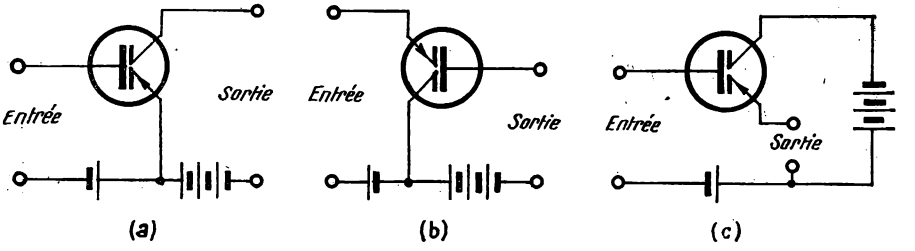


Fig. 22-4. — Les trois modes de branchement d'un transistor, correspondant à la figure 22-3.

à la manière dont les électrodes sont reliées aux circuits, mais aussi, dans une assez large mesure, quant au comportement, comme nous le verrons page 412. Si on agissait comme on le fait avec les lampes, on utiliserait les paramètres propres au branchement « émetteur commun ». Mais, du point de vue historique (p. 165), le montage à base commune fut le premier utilisé, ce qui fait que le symbole « α » sans indice spécial représente l'amplification de courant d'un montage « base commune ». De même, « r_c » désigne la résistance de collecteur dans le même montage. Ces deux paramètres, ainsi que les autres qui concernent particulièrement le montage à base commune, sont ceux qu'on trouve le plus couramment dans les feuilles de caractéristiques, et on les utilise dans les circuits équivalents s'appliquant aux trois modes de branchement, de manière similaire à ceux des lampes. De ce fait, nous ne pouvons nous dispenser d'en prendre connaissance, même s'il nous paraissait à première vue plus commode de faire ce que nous avions fait en étudiant les montages à lampes, c'est-à-dire de nous baser entièrement sur les paramètres du montage à émetteur commun.

Circuits équivalents. Réseaux en T.

La figure 22.5 nous montre ce qu'on nomme le réseau en T constituant l'équivalent du montage à base commune d'un transistor. On trouve d'abord en a le circuit équivalent à générateur de courant, parce que le transistor est un amplificateur de courant. Mais en opérant comme nous l'avons fait à propos des lampes (p. 398), il nous est possible d'établir également le circuit à générateur de tension, repré-

senté en *b*. Notons le symbole spécial r_m, qui est l'inverse du paramètre g_m ou S d'une lampe, équivalant à αr_c, et qu'on rencontre fréquemment dans les données techniques concernant les transistors.

En ce qui concerne la branche collecteur prise isolément, le circuit est semblable à celui d'une lampe, tout au moins par l'aspect. Mais la présence des deux nouveaux paramètres r_e et r_b change beaucoup la question. Tous deux représentent des résistances relativement basses, qui donnent une faible valeur à la résistance du circuit d'entrée, résistance à laquelle est appliqué le signal d'attaque. Mais le fait le plus

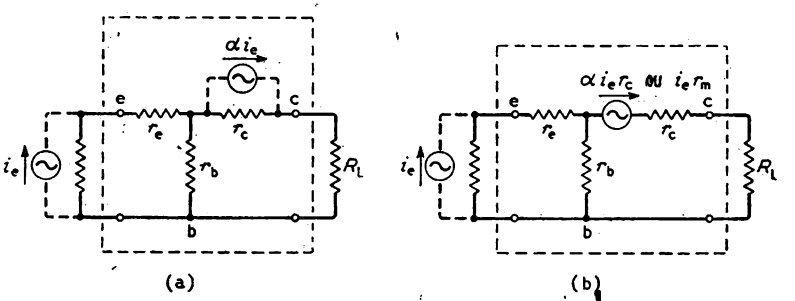


Fig. 22-5. — Circuits équivalents en T d'un transistor monté en « base commune »; a) générateur de courant; b) générateur de tension.

gênant quand il s'agit d'effectuer les calculs, c'est que r_b est commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie. Il en résulte qu'une partie de i_e passe, par l'intermédiaire de r_c, dans le circuit de sortie, c'est-à-dire dans la résistance de charge R_L, et ce indépendamment de l'effet du générateur interne. Néanmoins, $r_c + R_L$ étant beaucoup plus grand que r_b, cet effet est généralement assez réduit pour qu'on puisse le négliger. Mais une partie du courant de sortie circule dans le circuit d'entrée, ce qui cause un certain effet de réaction. De plus, les résistances d'entrée et de sortie du transistor dépendent dans une certaine mesure des résistances de la charge et de la source de signal.

La figure 22.6 donne les schémas correspondants pour le montage à émetteur commun. La résistance de collecteur et le courant ou la tension du générateur interne sont exprimés au moyen des paramètres α et r_c, désignant le coefficient d'amplification de courant et la résistance de collecteur du montage à base commune, pour la seule raison que ce sont les paramètres qu'on trouve dans les tableaux de caractéristiques, et non pas pour impliquer que le montage à base commune soit plus important que le montage à émetteur commun.

En fait, il eût été préférable d'employer les symboles α et r_c pour désigner les quantités représentées sur la figure 22.6 par $\alpha/(1-\alpha)$ et $r_c(1-\alpha)$, au lieu des quantités correspondantes du montage à base commune, moins utilisé. Il existe un système de symboles qui désigne $\alpha/(1-\alpha)$ et $r_c(1-\alpha)$ par α' et r_c', et qui emploie α'' et r_c'' pour les paramètres correspondants du montage à collecteur commun. On peut aussi distinguer les trois « α » au moyen d'une petite lettre indiquant l'électrode commune: on a alors α_e, α_b et α_c. Le même système donnerait r_{ce}, r_{cb} et r_{cc}. Les éléments de la branche collecteur de la figure 22.6 seraient indiqués comme le montre la figure 22.7.

Il faut apporter une grande attention aux signes des courants et des tensions, surtout pour la raison que différents auteurs expriment les mêmes faits de manières différentes. Nous avons fait en sorte que, dans nos schémas, ils correspondent aussi étroitement que possible à ceux que l'on emploie dans l'étude des lampes. Cela présente l'avantage que le signe négatif appliqué au générateur interne dans le montage à émetteur commun s'accorde avec l'inversion de la polarité du signal lors de l'amplification. Néanmoins, dans certains livres, la flèche est tournée de l'autre côté, de sorte que le *moins* devient un *plus*. Dans

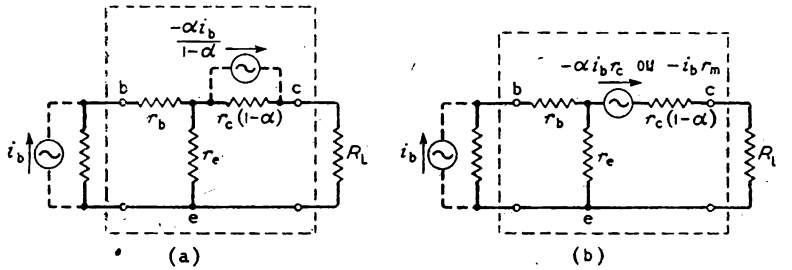


Fig. 22-6. — Mêmes circuits que sur la figure 22-5, mais cette fois pour le montage à émetteur commun. On a fait usage des mêmes symboles.

d'autres, on laisse au lecteur le soin de deviner dans quelle direction est tournée une flèche invisible...

Rappelons-nous aussi que dans les transistors *p-n-p*, les courants d'alimentation entrant par les bornes base et collecteur sont négatifs, de sorte qu'une intensité i_b positive est celle qui rend le courant de base moins négatif, le faisant par exemple passer de — 0,3 à — 0,2 mA. Cela nous rappelle les tensions de signal appliquées à la grille d'une lampe. Il est plus facile de se tromper quand il s'agit du circuit de sortie d'un transistor; une intensité i_b positive produit un courant amplifié négatif dans le sens de la flèche, et, comme ce sens est opposé à celui

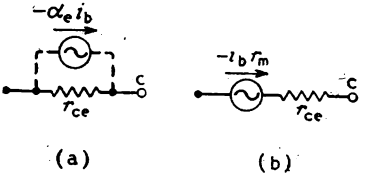


Fig. 22-7. — Eléments à substituer aux branches « collecteur » de la figure 22-6, dans le cas où on emploie les paramètres spéciaux du montage à émetteur commun.

du courant négatif de la batterie de collecteur, il cause une réduction de ce dernier courant. La chute de tension négative produite dans R diminue par conséquent, de sorte que le potentiel de la borne *c* se rapproche de celui de la batterie de collecteur, c'est-à-dire devient plus négatif. Ayant, pour plus de sécurité, étudié de cette manière le détail du processus, nous pourrons dorénavant ignorer l'existence de la batterie de collecteur et du courant d'alimentation, pour parvenir au même résultat à partir du circuit équivalent, en disant qu'un i_b positif produit dans R un courant négatif qui rend la borne de sortie (*c*) négative.

Autres paramètres des transistors.

Bien que ces circuits équivalents en T paraissent les plus idoines aux personnes accoutumées aux circuits équivalents des lampes, et qu'ils « collent » d'aussi près que possible à l'explication de ce qui se passe à l'intérieur d'un transistor, tout en faisant usage des paramètres les plus courants, ils présentent deux sérieux défauts. Le premier est que les paramètres r_b, r_e, etc., ne peuvent se déduire des courbes caractéristiques usuelles, ni être mesurés de manière directe; et le second que les formules donnant ce que l'on veut connaître, c'est-à-dire les résistances d'entrée et de sortie ainsi que l'amplification, sont compliquées quand on les établit au moyen de ces données. Malheureusement, le nombre des circuits équivalents et des jeux de paramètres établis en vue de surmonter ces difficultés est absolument stupéfiant. Tous offrent des avantages et des inconvénients qu'il ne peut être question de passer en revue dans un livre comme celui-ci.

Nous pouvons néanmoins jeter un coup d'œil d'ensemble sur l'idée qui a présidé à leur élaboration, et qui consiste à considérer le transistor comme une boîte fermée munie de deux bornes d'entrée et de deux bornes de sortie, une borne de chaque paire étant commune, et à mesurer ce qui se passe quand on applique un courant ou une tension à l'un ou l'autre bout. Il n'est pas indispensable de dessiner un circuit équivalent pour représenter ce qui se trouve dans la boîte, mais nous pouvons noter en passant qu'au lieu des quatre paramètres, savoir trois résistances et une tension ou un courant fourni par un générateur imaginaire, comme dans nos réseaux en T, il peut y avoir deux résistances et deux générateurs.

Le fait que ce qui est branché à l'un des bouts de la boîte exerce une influence sur l'autre bout est ce qu'il faut avoir présent à l'esprit. Par exemple, si l'un de nos quatre paramètres est la résistance mesurée entre les bornes de sortie (la résistance de sortie par conséquent), il est nécessaire de spécifier l'impédance (offerte au courant de signal) qui est connectée aux bornes d'entrée. Les valeurs les plus évidentes sont zéro et l'infini.

Un des jeux de paramètres les plus couramment employés est ce qu'on nomme les paramètres hybrides:

h_{11} = résistance d'entrée, la sortie étant en court-circuit pour l'alternatif;

h_{21} = amplification de courant, la sortie étant en court-circuit pour l'alternatif;

h_{22} = conductance de sortie, l'entrée étant en circuit ouvert pour l'alternatif;

h_{12} = rapport de la tension de réaction, l'entrée étant en circuit ouvert pour l'alternatif.

Ces paramètres hybrides sont faciles à mesurer, et les formules qui en font usage sont plus simples que celles obtenues avec les paramètres des réseaux en T; mais elles sont plus compliquées que celles

des lampes. La résistance de sortie, qui pour une lampe se réduit à r_a, est pour un transistor:

$$r_s = h_{22} - \frac{1}{\frac{h_{12}\,h_{21}}{h_{11} + R_s}}$$

Sans vouloir détailler la manière dont cette formule a été obtenue, voici pour référence les autres:

$$\text{Résistance d'entrée} = r_e = h_{11} - \frac{h_{12}\,h_{21}}{h_{22} + 1/R_L}$$

$$\text{Amplification de courant} = A_I = \frac{h_{21}}{h_{22}\,R_L + 1}$$

$$\text{Amplification de tension} = Av = \frac{h_{21}}{h_{11}\,(h_{22} + 1/R_L) - h_{12}\,h_{21}} = \frac{A_I\,R_L}{r_e}$$

R_L est la résistance de charge, et R_S la résistance de la source de signal, comme le montre la figure 22.8. L'amplification de puissance est évidemment $A_I A_V$. Les formules ci-dessus sont utilisables pour les trois modes de branchement, et les définitions des paramètres h sont les mêmes, mais leurs valeurs diffèrent. Sans marque distinctive, comme ci-dessus, on peut les considérer comme les valeurs concernant le montage à base commune. Les valeurs correspondant au montage à émetteur commun sont notées h'_{12} ou h_{12e}, etc.

Des valeurs typiques, pour un transistor monté en amplificateur à résistances (et par suite avec un courant I_C relativement faible), sont les suivantes: $h_{11e} = 2000$; $h_{21e} = 45$; $h_{22e} = 25 \times 10^{-6}$; $h_{12e} = 8 \times 10^{-4}$. Suppo-

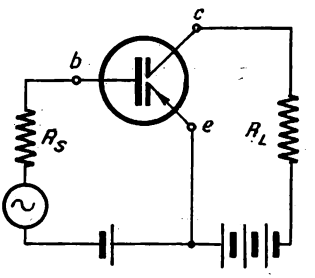


Fig. 22-8. — Branchement théorique en « émetteur commun » faisant apparaître la résistance de la source R_s et la charge R_e.

sons par exemple que R_L et R_S aient toutes deux une valeur de 5000 Ω. Au moyen des formules, nous obtenons $r_e = 1840$ Ω; $r_s = 50$ kΩ; $A_I = 40$; $A_V = 109$; $A_P = 4360$, ou 36,4 dB. Il est entendu que ces divers gains sont comptés entre la borne b et la borne c de la figure 22.8, et ne tiennent pas compte d'une perte éventuelle dans R_S. Si l'étage ainsi établi était suivi d'un autre étage identique, R_L serait shuntée par la résistance d'entrée (r_e) de l'étage suivant, ce qui l'abaisserait à la valeur de 1350 Ω, élevant A_I à la valeur de 43,5, mais réduisant A_V à 30 et A_P à 1300 (31 dB).

Comme le rapport courant/tension du circuit d'entrée d'un transistor est loin d'être linéaire, sa résistance d'entrée ne peut être considérée comme une quantité constante que dans des limites très étroites; autrement dit, tous ces calculs de paramètres impliquent une amplitude de signal suffisamment petite pour que la variation des valeurs soit négligeable pendant la durée d'une période.

La plupart des manuels concernant les transistors donnent des tables permettant de convertir les paramètres *h* (et éventuellement d'autres non mentionnés ici) en paramètres T, et vice-versa.

Effets de la fréquence.

Bien que la plupart du temps nous ayons envisagé les signaux comme des courants alternatifs, nous nous sommes facilité la tâche du début en considérant toutes les impédances comme des résistances. Dans les circuits pratiques, néanmoins, il faut tenir compte des réactances. Les méthodes employées sont très semblables à celles qui ont été exposées pour les circuits à lampes, de sorte que nous n'y reviendrons pas. Le transistor lui-même, vu tant du circuit d'entrée que du circuit de sortie, n'est pas purement résistif. Non seulement les facteurs R_S et R_L (qui devraient s'appeler Z_S et Z_L) apparaissent dans les formules à la place de r_e et r_s, mais encore le transistor lui-même possède une certaine capacité et (à cause du déplacement relativement lent des électrons et des lacunes dans un matériau solide), des effets dus au temps de transit, lesquels modifient les paramètres aux fréquences élevées. Des circuits équivalents extrêmement compliqués ont été élaborés en vue de représenter ces effets en haute fréquence.

Nous ne nous y arrêterons guère que pour ajouter à notre collection de symboles un certain $f\alpha$, exprimant la fréquence à laquelle α tombe de 3 dB (soit près de 30 %) au-dessous de la valeur normale en B.F. C'est ainsi, souvenons-nous-en, que nous avons aussi exprimé la « fréquence de coupure » des amplificateurs (p. 357). Ce $f\alpha$ nous renseigne sur les qualifications d'un transistor pour telle ou telle fonction: un transistor ayant une $f\alpha$ de 100 kHz pourra être excellent en B.F., mais sera parfaitement inutilisable pour l'amplification à F.I. sur 455 kHz.

Dispositifs de polarisation.

La figure 22.8 nous montre le principe utilisé pour réaliser au moyen d'un transistor un étage à liaison par résistances; mais, en pratique, ce montage ne convient pas. Personne ne voudrait utiliser une seconde batterie pour la polarisation de base. De plus, il ne faut pas oublier qu'un transistor demande non pas une tension, mais un *courant* de polarisation, d'intensité déterminée. Autre différence par rapport aux lampes: la polarisation est de même sens (ou plus exactement de même polarité) que la H.T., c'est-à-dire négative pour un transistor *p-n-p*. Donc il est inutile d'essayer, comme on le voit sur la figure 20.17, la « polarisation cathodique » consistant, dans le cas présent, à placer une

résistance en série dans la connexion d'émetteur: cette résistance fournirait une tension, et qui plus est, de la mauvaise polarité.

Une méthode très simple consisterait à fournir le courant de polarisation à partir de la batterie de collecteur, à travers une résistance de valeur convenable (R_b, figure 22.9). Supposons que l'intensité nécessaire soit de 50 μA, et que la batterie soit de 6 V; R_b sera donc égale à $6/50 = 0{,}12$ MΩ. Dans ce calcul, on ne tient pas compte du fait que

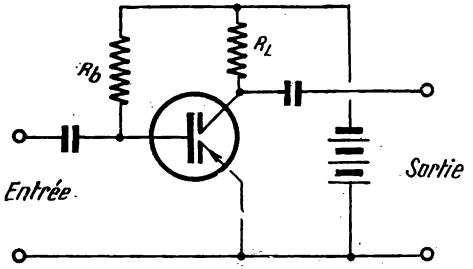


Fig. 22-9. — Cette manière d'obtenir la polarisation de base ne donne pas satisfaction en pratique.

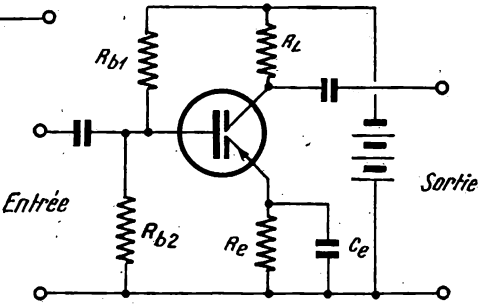


Fig. 22-10. — Autre méthode de polarisation, à compensation automatique, très employée celle-là.

la tension aux bornes de R_b n'est pas exactement de 6 V, mais diffère de la valeur de la tension de base, tension minime et qui peut être négligée. Mais cette différence est malheureusement inférieure à celle que l'on observe entre des transistors du même type nominal, et même aux variations causées par les différences de température, ce qui fait que ce procédé idéalement simple ne peut pratiquement être utilisé, car il faudrait ajuster la valeur de R_b pour chaque transistor et, ce qui est plus grave encore, prévoir une variation automatique compensant les changements de température. Sans cela on risquerait que cette polarisation théoriquement fixe varie assez pour faire débiter un courant de collecteur excessif, ou, pour passer d'un extrême à l'autre, l'interrompre complètement.

Une solution très employée actuellement consiste à fournir à la base une polarisation exagérée, et à la réduire ensuite à la valeur correcte en employant une polarisation d'émetteur de sens contraire, c'est-à-dire du type que nous avons rejeté au premier abord parce qu'elle était de la mauvaise polarité. Cette « contre-polarisation » est obtenue au moyen de la résistance R_e de la figure 22.10.

Automatiquement, comme fait la résistance de polarisation cathodique d'une lampe, cette résistance d'émetteur ajuste la polarisation de manière à compenser les excès (en trop ou en trop peu) du courant d'émetteur, lequel est à peu de chose près égal au courant de collecteur.

Supposons que le courant soit trop fort. A ce moment se produit aux bornes de R_e une tension relativement élevée, en opposition avec la tension de base ; la différence de tension (et par suite le courant) est de faible valeur, ce qui tend à réduire le courant de collecteur. On ne parviendrait pas à ce résultat si la polarisation de base était obtenue par la seule résistance R_b, comme sur la figure 22.9, parce que, comme nous l'avons vu, cette résistance fournit un courant pratiquement constant. Or, ce qu'il faut, c'est une *tension* de base aussi constante que possible, de façon que les changements de tension de l'émetteur agissent de manière effective sur le courant de base. C'est ce qu'on obtient dans le montage de la figure 22.10 au moyen du diviseur de potentiel composé des résistances R_{b1} et R_{b2}.

Si la résistance de R_{b1} est beaucoup plus faible que celle de R_b, la tension de base (par rapport à l'extrémité inférieure de R_{b2}) sera très peu affectée par les changements du courant de base, dont l'intensité est comparativement minime. Mais il y a une limite à ce qui peut être accompli dans ce sens, car il ne faut pas que la résistance du diviseur de potentiel soit suffisamment faible pour prélever sur la batterie un courant important, ou pour distraire une partie du signal appliqué à la base. Des valeurs courantes sont 27 kΩ pour R_{b1}, 3,3 kΩ pour R_{b2}, et 220 Ω pour R_e. C_e sert à court-circuiter R_e du point de vue des tensions de signal, qui sans cela apparaîtraient à ses bornes et produiraient un effet de contre-réaction (p. 371).

Un schéma pratique d'amplificateur.

Cela ne veut pas dire que la contre-réaction soit toujours indésirable. Au contraire, nous savons qu'on l'utilise dans les amplificateurs B.F. pour compenser les distorsions non-linéaires qui se produisent quand le signal est de grande amplitude. Mais il faut qu'on puisse en régler le taux indépendamment des valeurs de résistances de polarisation imposées par d'autres exigences, et l'appliquer à plus d'un étage, comme dans les amplificateurs à lampes.

La figure 22.11 est le schéma d'un amplificateur B.F. complet. A part les circuits de polarisation, établis comme nous venons de l'expliquer, et les valeurs de certains éléments, ce pourrait fort bien être le schéma d'un amplificateur à lampes. Nous voyons deux étages amplificateurs à résistances, dont le second attaque au moyen d'une liaison par transformateur un étage de puissance monté en push-pull. La tension de contre-réaction, prélevée aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur, est appliquée par l'intermédiaire d'une résistance de 68 kΩ à l'entrée du second étage. Les valeurs des condensateurs de liaison et de découplage sont grandes par rapport à celles qu'on emploie dans les montages à lampes ; cela est dû au fait que les valeurs de résistances, elles, et en particulier les résistances d'entrée des transistors, sont de valeurs beaucoup plus faibles, et qu'il faut réaliser les mêmes constantes de temps.

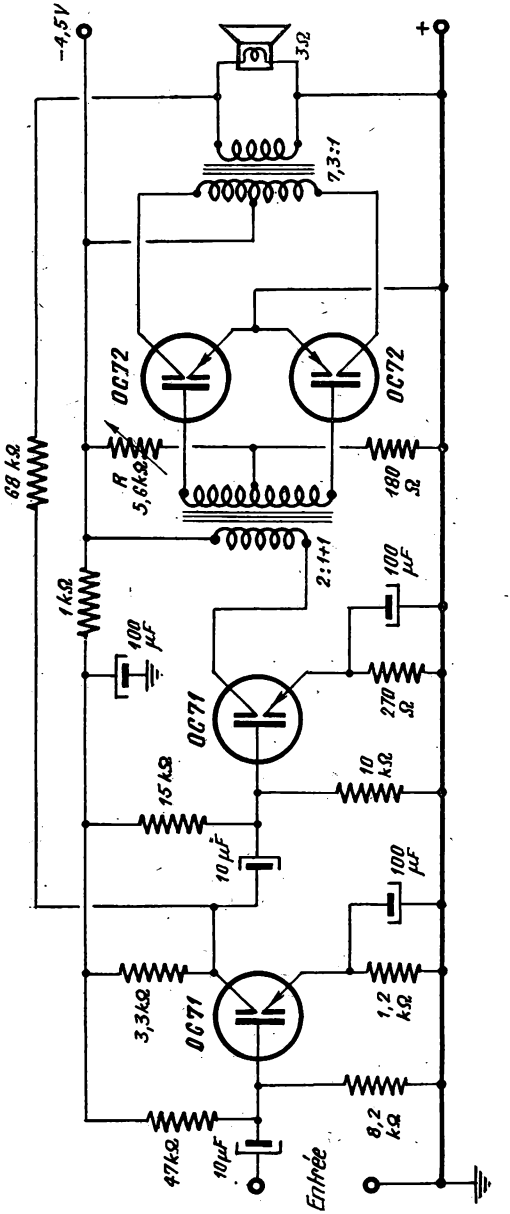


Fig. 22-11. — Amplificateur B. F. à transistors, équipé de trois étages, et très semblable, dans l'ensemble, à un amplificateur à lampes, à cela près que la consommation est de beaucoup inférieure (schéma dû à l'amabilité de la firme Mullard).

Liaison par transformateurs.

Nous avons donné (p. 358) les raisons pour lesquelles, dans les amplificateurs B.F. à lampes, la liaison par résistances est préférable à la liaison par transformateurs. Ces observations s'appliquent également aux transistors, bien que, dans le cas de ces derniers, les transformateurs offrent quand même quelques possibilités intéressantes. La résistance d'entrée des transistors étant très basse, comparée à celle des lampes, le secondaire doit comporter beaucoup moins de spires, et le transformateur est, par suite, moins coûteux. Le rapport abaisseur de tension qui en résulte est un rapport élévateur de courant, tandis que dans la liaison à résistances, l'intensité du signal disponible pour l'attaque d'un étage ne peut être supérieure (et en pratique est généralement inférieure) à l'intensité fournie par l'étage précédent. Autrement dit, un gain bien plus important peut être obtenu si on adapte les deux impédances, très inégales, au moyen d'un transformateur.

Pour une adaptation parfaite, le rapport de transformation (n), et par suite le rapport élévateur d'intensité, doit être égal à $\sqrt{r_s/r_e}$ (p. 120). Il est difficile de le calculer au moyen des formules données page 405; mais, étant donné que la nature variable des paramètres des transistors rend inutile tout calcul précis, une approximation acceptable peut être obtenue en négligeant les termes négatifs des formules. Le rapport sera alors simplement égal à $1/\sqrt{h_{11}h_{22}}$. Le gain d'intensité effectif, de b_1 à b_2 (fig. 22.12) (désignons-le par $A_{I(s)}$), est égal à A_I, pour le transistor seul, multiplié par n:

$$A_{I\,(s)} = A_I n \simeq \frac{A_I}{\sqrt{h_{11}h_{22}}}$$

Du fait que la résistance de sortie du transistor (approximativement $1/h_{22}$) est adaptée à la résistance de charge R_L, $1/h_{22} = R_L$ d'où $h_{22}R_L = 1$, et notre formule, pour obtenir A_I, se réduit à $h_{21}/2$; nous avons donc:

$$A_{I\,(s)} \simeq \frac{h_{21}}{2\sqrt{h_{11}h_{22}}}$$

En supposant que les résistances d'entrée des deux transistors soient égales, le gain de puissance est égal au carré du gain d'intensité:

$$A_{P\,(s)} \simeq \frac{h_{21}^2}{4h_{11}h_{22}}$$

En reprenant les valeurs de l'exemple donné page 405, nous trouvons $A_{p\,(s)} \simeq 45^2/(4\times2000\times25\times10^{-6}) = 10\,000$ (40 dB), au lieu de 1300. Les valeurs réelles avec couplage par transformateur seraient probablement assez différentes à cause de la résistance beaucoup plus basse opposée au courant de collecteur, mais les chiffres cités donnent une bonne idée d'ensemble. L'approximation ci-dessus sous-estime le gain théorique, et heureusement, par là même, laisse une marge pour les pertes du transformateur.

Amplification B. F. en classe B.

Un des principaux avantages des transistors est qu'ils consomment beaucoup moins de puissance que les tubes à vide. Cela est dû en partie à l'absence de filament de chauffage, et, pour le reste, à la forme de leurs courbes caractéristiques. Sur la figure 10.14, par exemple, il est facile de tracer une droite de charge telle que le signal puisse osciller d'une petite fraction de volt V_c à une petite fraction de milliampère I_c, ce qui coupe court, évidemment, aux causes du faible rendement des

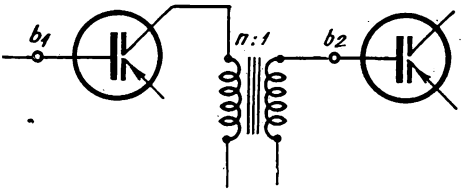


Fig. 22-12. — Liaison par transformateur permettant d'adapter l'impédance de sortie d'un transistor à l'impédance d'entrée du suivant.

amplificateurs à lampes. C'est pourquoi, à l'heure actuelle, on a tendance à réserver les lampes pour les applications où l'on dispose de l'énergie à bon marché des réseaux d'éclairage, et à se servir des transistors dans tous les cas où l'on est forcé de recourir à l'énergie — très coûteuse celle-là — des piles, comme par exemple quand il s'agit de récepteurs portatifs et d'amplificateurs pour sourds.

Dans les amplificateurs à lampes décrits jusqu'ici, on consomme de la puissance constamment, et d'une manière presque indépendante de la puissance modulée délivrée. Nous avons déjà rencontré le même inconvénient à propos des amplificateurs H.F. de puissance (p. 194), et à cet inconvénient nous avons trouvé la solution du régime dit « classe B », qui consiste à donner à la tension de polarisation une valeur suffisamment élevée pour réduire le courant plaque presque à zéro. A première vue, cette solution paraît inutilisable en basse fréquence, puisque, la moitié de chaque période étant pratiquement éliminée, on produit une distorsion intolérable. C'est absolument vrai s'il s'agit d'un étage équipé d'une seule lampe ou d'un seul transistor. Mais si cette surpolarisation est utilisée avec un montage push-pull, l'alternance supprimée par une des lampes est quand même intégralement amplifiée par l'autre, les deux moitiés du signal se ressoudent, en quelque sorte, dans le transformateur de sortie, et la distorsion n'existe plus.

La différence entre la classe A et la classe B résidant uniquement dans la valeur de la tension de polarisation, elle n'apparaît pas sur les schémas. En fait, le même montage pourrait passer d'une classe à l'autre par simple ajustage de cette tension, soit par exemple en faisant varier la résistance de 5,6 kΩ marquée R sur le schéma 22.11. Mais, en pratique, la classe de fonctionnement influe aussi sur divers facteurs tels que le rapport des transformateurs d'attaque et de sortie, de sorte qu'on ne laisse pas le choix à l'utilisateur. Une plus grande difficulté d'équilibrage, si on désire que les deux moitiés de l'étage se partagent exactement la tâche et que les deux caractéristiques se raccordent correctement dans leur courbure inférieure, fait que la distorsion est plus élevée qu'en classe A.

La classe B est quelquefois utilisée dans les amplificateurs B.F. à lampes, principalement quand il s'agit d'obtenir de très grandes puissances modulées, ainsi que dans les étages modulateurs d'émetteurs. Mais les avantages sont encore plus marqués dans le cas des transistors, à cause de l'économie de puissance alimentation, toujours très désirable quand on se sert de piles, et surtout à cause de l'énorme différence de rendement que l'on peut obtenir, et qui est due à la forme des caractéristiques: la puissance de sortie obtenue peut être de l'ordre de cinq fois les pertes de puissance admissibles.

Montages à base commune et à collecteur commun.

Bien que le montage à émetteur commun soit le plus utilisé, parce que c'est lui qui donne le gain de puissance le plus élevé, il arrive parfois que l'un des deux autres soit préférable. Le montage à collecteur commun correspond au « suiveur de cathode » et a des usages similaires: il permet par exemple d'adapter une impédance élevée à une autre plus basse. Mais son impédance d'entrée dépend dans une très large mesure de l'impédance de charge placée dans le circuit de sortie, de même que l'impédance de sortie de ce qui est branché à l'entrée. Comme celui du suiveur de cathode, le gain de ce montage est inférieur à l'unité, mais il donne un gain d'intensité important, gain qui est en gros égal à α_e. Autre similitude: il n'y a pas d'inversion de signal entre l'entrée et la sortie.

Cette dernière propriété est offerte également par le montage à base commune (rappelons-nous le montage grille à la masse); mais en ce qui concerne les impédances d'entrée et de sortie, ce montage est l'extrême opposé du précédent; l'impédance d'entrée est plus basse encore que celle du montage à émetteur commun, et l'impédance de sortie encore plus élevée, de sorte que cette disposition convient lorsqu'il s'agit d'adapter une basse impédance à une impédance élevée. D'autre part, il y a moins d'interdépendance entre les circuits d'entrée et de sortie que dans le cas du montage à émetteur commun, et beaucoup moins que dans celui du montage à collecteur commun. C'est pour cela, et aussi parce que l'on peut obtenir un gain normal à des fréquences plus élevées, que le montage à base commune est souvent utilisé pour l'amplification H.F.

Neutralisation (neutrodynage).

Néanmoins, il existe quand même une certaine interaction même dans les montages à base commune. La charge ou circuit de couplage d'un transistor utilisé en amplification H.F. est évidemment la plupart du temps un circuit accordé. Nous savons que l'impédance d'un tel circuit, quand on parcourt la bande de fréquence sur laquelle il est centré, passe de la réactance capacitive à la résistance pure (sur la fréquence d'accord, ou autrement dit à la résonance), puis à la réactance inductive.

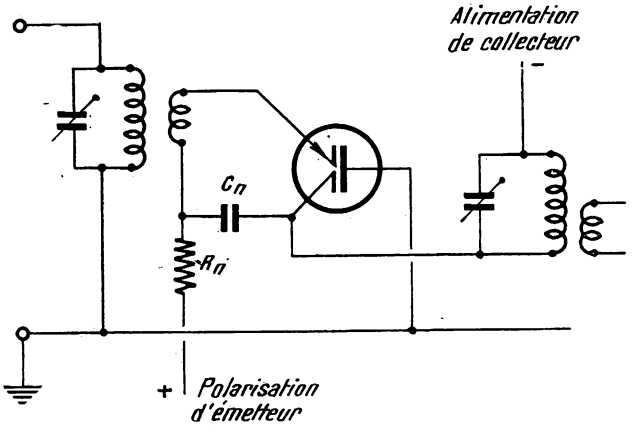


Fig. 22-13. — Neutralisation d'un étage H. F. à transistor.

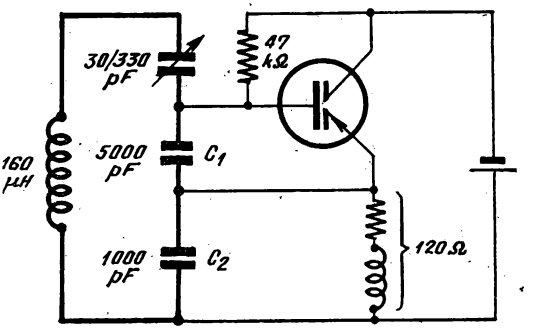


Fig. 22-14. — Oscillateur H. F. à transistor, utilisant le circuit stabilisateur de Gouriet.

Par conséquent, la phase du courant de sortie, qui est également celle du courant renvoyé au circuit d'entrée, varie considérablement pour différentes fréquences voisines de la fréquence de résonance. Comme dans le cas de l'effet Miller, avec les montages à lampes, il peut arriver que, pour une certaine fréquence, la résistance d'entrée résultante devienne négative, ce qui risque de provoquer la naissance d'oscillations. Et même si l'oscillation ne se produit pas, l'approche de l'accrochage rend l'accord difficile, celui de chaque circuit pouvant réagir sur celui des autres.

Comme dans le cas des lampes, le remède est la neutralisation de l'étage (ou des étages) où le danger existe. Il existe pour cela diverses méthodes, et la figure 22.13 montre l'une d'entre elles. Les éléments du circuit de neutralisation, C_n et R_n, sont ajustés de manière à obtenir un accord indépendant du circuit de collecteur et du circuit de base. Notons que l'on utilise des transformateurs de liaison à rapport abaisseur, de manière à adapter la grande résistance de sortie d'un transistor à base commune à la résistance d'entrée très faible de l'étage suivant.

Oscillateurs à transistors.

Les divers circuits d'oscillateurs à lampes du chapitre XII ont leurs équivalents à transistors. Les schémas peuvent même être réellement identiques, — à part la représentation conventionnelle du transistor lui-

même, et la polarité des sources d'alimentation dans le cas des transistors *p-n-p*. Mais les différences qui existent entre les transistors et les lampes montrent que certaines modifications ne sont pas inutiles.

La principale différence est probablement la faible impédance d'entrée. (L'impédance de sortie, comparable à celle d'une lampe, n'appelle aucun commentaire.) Il serait donc souhaitable que le couplage de réaction se fasse avec un rapport abaisseur d'impédance considérable. Si on utilisait, par exemple, le montage de la figure 12.5, l'enroulement de réaction aurait très peu de spires, par rapport au circuit accordé. De même, dans les montages des figures 12.6 et 12.7, le circuit d'entrée (c'est-à-dire la portion comprise entre base et émetteur) devrait n'embrasser qu'une portion réduite du circuit accordé.

On agit souvent de même avec les lampes, non pas que dans ce cas l'impédance d'entrée soit basse (nous savons qu'elle est au contraire très élevée, sauf dans le cas des très hautes fréquences) ; mais on réalise alors délibérément ce qui, ailleurs, se nommerait une adaptation d'impédances défectueuse, afin d'éviter que le couplage ne soit supérieur à ce qui est nécessaire pour l'entretien des oscillations. A cause de l'amplification procurée par la lampe, une adaptation trop correcte rendrait ce couplage beaucoup trop serré, ce qui produirait une distorsion considérable, et même un fonctionnement intermittent par suite de « blocages » (p. 432), analogues à ceux qui se produisent (utilement) dans les bases de temps (p. 389). De plus, étant donné que les capacités internes d'une lampe varient avec les tensions, un couplage modéré au circuit accordé procure une fréquence d'oscillation plus stable.

Ces considérations s'appliquent à plus forte raison aux transistors, dont les impédances sont bien plus variables que celles des lampes, surtout quand la température varie. De plus, alors que l'impédance d'entrée d'une lampe est si élevée à toutes les tensions de grille négatives qu'il importe peu qu'on dépasse même le point de coupure du courant plaque, pousser un transistor au-delà de ce point fait passer son impédance d'entrée de peut-être 1000 Ω à plus de 100 kΩ. Si cette impédance est couplée au circuit oscillant d'une manière très étroite, une alternance de chaque cycle se trouve beaucoup plus amortie que l'autre, ce qui, évidemment, constitue une distorsion de l'onde.

Donc, entre le circuit accordé (qui doit être le seul élément déterminant la fréquence) et le transistor, spécialement en ce qui concerne son circuit d'entrée, le couplage doit être aussi lâche que possible, juste suffisant en pratique pour assurer l'entretien des oscillations. La figure 22.14 représente un montage mis au point séparément par G.-G. Gouriet et J.-K. Clapp pour les oscillateurs à lampes, et qui, pour les transistors, réalise remarquablement bien ce qui vient d'être expliqué. C'est en somme un oscillateur Colpitts dans lequel la lampe ou le transistor sont couplés à une fraction réduite de l'impédance du circuit accordé. Les « prises », fictives, sont réalisées au moyen des réactances des capacités C_1 et C_2, dont les valeurs sont par suite relativement grandes. Les valeurs indiquées conviennent à la gamme « petites ondes », centrée sur environ 1 MHz, et assurent une excellente stabilité de la fréquence. La fréquence de coupure $f\alpha$ du transistor OC45 est de l'ordre de 6 MHz.

CHAPITRE XXIII

LES DISPOSITIFS D'ALIMENTATION

La puissance nécessaire.

Dans le cours de ce livre, nous avons fait maintes allusions aux sources d'énergie nécessaires au fonctionnement des lampes et des transistors. Il nous faut maintenant examiner la question en détail.

La puissance fournie aux lampes d'émission ou de réception est utilisée à trois fins distinctes: *a*) chauffage des cathodes; *b*) alimentation des circuits de plaques et de grilles-écrans; *c*) polarisation des grilles.

Si on chauffe les cathodes au moyen d'énergie électrique, c'est uniquement pour des raisons de commodité; en principe, rien n'empêche de les chauffer au gaz d'éclairage, ou en concentrant dessus les rayons solaires au moyen d'une lentille. Mais l'électricité offre d'énormes avantages. La puissance de chauffage doit être fournie constamment à toutes les lampes dont on a besoin, qu'elles travaillent continûment ou seulement par moments.

La puissance fournie aux circuits de plaques a une utilité plus directe: une partie en est transformée en signal H.F. ou B.F. Ce n'est pas le cas en ce qui concerne les électrodes auxiliaires (écrans, etc.) de sorte que les lampes sont étudiées de manière à réduire cette consommation au minimum.

Toutes les lampes n'ont pas besoin de polarisation; de celles qui en font usage, toutes ne demandent pas une polarisation provenant d'une source spéciale. Ce n'est que dans le cas des grosses lampes d'émission que la polarisation représente une puissance appréciable, car, en général, on s'arrange pour que le courant de grille soit sensiblement nul (p. 150). Mais dans le cas des grosses lampes en question, être trop strict sur ce point amènerait à limiter sans profit la puissance H.F. possible.

Les transistors ont le grand avantage, outre l'absence de filament de chauffage, d'être très économes du courant qu'on leur fournit. D'habitude, la seule source d'énergie est alors une petite batterie de piles sèches, ou, quand c'est possible, la batterie d'accumulateurs d'une voiture.

Batteries.

Une batterie ou pile est composée d'un certain nombre d'*éléments*, bien que le terme de batterie ait tendance à se répandre et qu'on nomme parfois ainsi un simple élément; il est aussi absurde dans ce cas d'employer ce terme que de nommer batterie un simple canon.

Un élément est fait de deux corps conducteurs ou électrodes séparées par un liquide nommé *électrolyte*. La f.é.m. de l'élément dépend uniquement des matériaux utilisés, et non des dimensions. Elle ne peut guère dépasser deux volts. La seule manière d'obtenir des tensions plus élevées consiste à brancher en série un certain nombre d'éléments constituant une batterie.

Toutes choses égales par ailleurs, un petit élément a plus de résistance interne qu'un gros, de sorte que l'intensité du courant qu'il peut débiter sans que la tension à ses bornes tombe sérieusement est moindre. Pour obtenir une intensité importante, on peut brancher en parallèle un certain nombre d'éléments de même f.é.m.; mais il est préférable d'employer un seul élément de grandes dimensions.

On a inventé quantité de modèles de piles et d'accumulateurs, mais, actuellement, deux ou trois seulement sont encore employés en radio. Les piles sont des *générateurs primaires*, qui cessent de fournir du courant quand leurs réserves de produits chimiques sont épuisées. Les accumulateurs, par contre, sont des générateurs *secondaires*, que l'on peut « recharger » en y faisant passer du courant en opposition au moyen d'une source de f.é.m. plus élevée.

Les piles ordinaires sont ce qu'on nomme des piles « sèches », terme très mal choisi, car l'eau est l'élément essentiel de leur fonctionnement. On les dit « sèches » quand l'électrolyte contient une substance gélatineuse qui immobilise le liquide. Les ingrédients essentiels, outre cette gélatine, sont l'eau et le chlorhydrate d'ammoniaque (dit sel ammoniac), qui y est dissous et baigne les électrodes, une plaque de zinc (—) et un bâtonnet de charbon (+). La f.é.m. est d'environ 1,4 V par élément. Quand un courant est débité, chaque coulomb correspond à la combinaison chimique d'une certaine quantité de zinc avec une quantité correspondante d'électrolyte. Quand l'élément commence à s'épuiser, la f.é.m. diminue et la résistance interne augmente. Idéalement, une batterie devrait durer indéfiniment tant qu'on ne s'en sert pas, mais en pratique, des combinaisons chimiques locales se produisent et détériorent lentement les éléments, jusqu'à les mettre hors de service.

Si on n'employait que les corps susnommés, la tension tomberait rapidement dès que la pile débiterait du courant, à cause de la formation sur l'électrode de carbone d'une pellicule d'hydrogène en bulles microscopiques. Pour éliminer cette couche isolante, on emploie un « dépolarisant », qui est du bioxyde de manganèse enfermé dans un petit sac entourant le charbon. La figure 23.1 montre la disposition la plus couramment adoptée.

L'accumulateur le plus utilisé est l'élément au plomb. Des plaques, faites de grillages en plomb maintenant certains composés de plomb

agglomérés, baignent dans une solution d'acide sulfurique et d'eau. L'élément au plomb a une f.é.m. de 2 V et possède l'avantage d'avoir une très faible résistance interne. De plus, on peut le recharger.

Mais il a aussi des défauts. L'acide est très corrosif, et cause de sérieux dégâts quand il se répand ou tout simplement « grimpe » autour des bornes. Si on laisse la batterie inutilisée pendant un certain temps, elle se décharge, et si on la laisse déchargée, elle se « sulfate »,

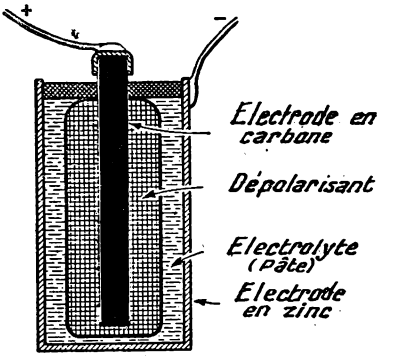


Fig. 23-1. — Coupe d'une pile sèche.

c'est-à-dire que les plaques se couvrent d'une couche de sulfate de plomb blanchâtre, très difficile à enlever, et qui réduit définitivement la capacité, ou autrement dit le nombre d'ampères-heures fournis à chaque décharge. Si les bornes sont mises en court-circuit, la faible résistance interne fait que le débit peut atteindre une intensité énorme — des centaines d'ampères — causant des dégâts irréparables. Certains accumulateurs, comme les batteries de démarrage des voitures, sont destinés à débiter des courants très intenses pendant de courtes périodes. D'autres au contraire sont faites pour débiter des courants faibles pendant des temps très longs (1).

Chauffage des cathodes.

Comme nous l'avons dit dans le chapitre IX, les cathodes des lampes peuvent être à chauffage direct ou indirect. Théoriquement, on pourrait chauffer sur batteries les deux types de cathodes, mais on garde en pratique les lampes à chauffage direct pour les appareils alimentés par batteries, parce que la consommation de leurs filaments est environ dix fois moindre, ce qui fait que la même batterie dure dix fois plus longtemps, ou que, pour un temps de service égal, on peut en employer

(1) (N. du t.). — Il existe une autre espèce de batteries, dont les plaques sont faites de nickel et de cadmium baignant dans une solution de potasse. Elles peuvent rester déchargées presque indéfiniment, supportent le court-circuit, et ne se sulfatent jamais. Leur électrolyte est beaucoup moins corrosif que l'acide et leurs bacs métalliques sont incassables. Elles sont plus encombrantes parce qu'elles n'ont qu'une f. é. m. de 1,2 V environ par élément, et elles coûtent plus cher que les batteries au plomb. Mais si elles sont plus encombrantes, elles ne sont pas plus lourdes, et la différence de prix est amplement compensée par leur robustesse. Chose étonnante, malgré leurs avantages, on les emploie très peu.

une dix fois plus petite. Ce sont là des avantages considérables, car l'énergie fournie par les piles est beaucoup plus coûteuse que celle du réseau, et les piles de grosse puissance sont très lourdes. Puisqu'on se sert des batteries pour que le récepteur soit transportable, il est préférable qu'il soit léger et peu encombrant. Il fut un temps où on se servait de petits accumulateurs pour le chauffage des filaments. Actuellement on en est revenu aux piles.

La plupart des réseaux fournissent du courant alternatif à 50 Hz, sous une tension de 110 ou 220 volts. Au moyen de transformateurs, ces tensions peuvent être amenées à n'importe quelle valeur utile pour le chauffage des filaments. Mais il serait inutile d'essayer d'alimenter de cette manière des lampes à chauffage direct, parce que la légère variation de température survenant à chaque renversement d'alternance, et aussi les changements du potentiel grille-cathode dus à la même cause, produisent des modifications de l'intensité du courant plaque, lesquelles, amplifiées par les étages successifs, se traduisent par un fort ronflement dans le haut-parleur. Comme exception à cette règle, on peut citer le cas de certaines lampes de puissance, qui, moyennant quelques précautions, peuvent être chauffées de cette manière; elles ne sont évidemment suivies d'aucun étage susceptible d'amplifier le léger ronflement produit.

L'inertie calorifique des cathodes à chauffage indirect, plus volumineuses, empêche leur température de suivre les variations de tension de l'alternatif. De plus, la cathode étant isolée du filament, son potentiel est constant. Et comme elle a une plus grande surface que les filaments, elle fournit une émission électronique plus intense qui permet d'obtenir de meilleures caractéristiques. Etant plus rigide, elle permet à la grille d'en être plus proche, ce qui procure une pente plus élevée. On peut donc s'attendre à ce qu'un « poste secteur », à nombre de lampes égal, soit plus sensible qu'un « poste à batteries ».

La valeur de tension de chauffage la plus courante, pour les lampes à chauffage indirect, est de 6,3 V. Ce chiffre boiteux a sa raison d'être: il permet le chauffage sur les batteries de voitures, qui fournissent en service normal une tension de 6,3 ou 12,6 V environ. Les filaments sont en général branchés en parallèle comme ceux des lampes pour batteries (fig. 23.2 *a*). Mais si toutes les lampes ont des filaments conçus de manière à laisser passer la même *intensité* (soit par exemple 0,2 ou 0,3 A) on peut les brancher en série, comme le montre la figure 23.2 *b*. Dans ce cas, la tension de chauffage peut, selon la puissance requise, avoir toutes sortes de valeurs comprises entre 6,3 V et 40 V, ou même plus. Il est alors d'usage d'ajouter à l'ensemble des filaments une résistance chutrice permettant de brancher directement la *chaîne* de chauffage ainsi obtenue sur le réseau à 110 ou 220 V, alternatif ou continu. C'est ce qu'on fait dans les récepteurs dits « tous courants ».

Alimentation plaque sur le réseau alternatif.

Le coût de l'énergie empruntée au réseau est tout au plus de l'ordre d'un quarantième de celle que fournissent les piles. Dans un

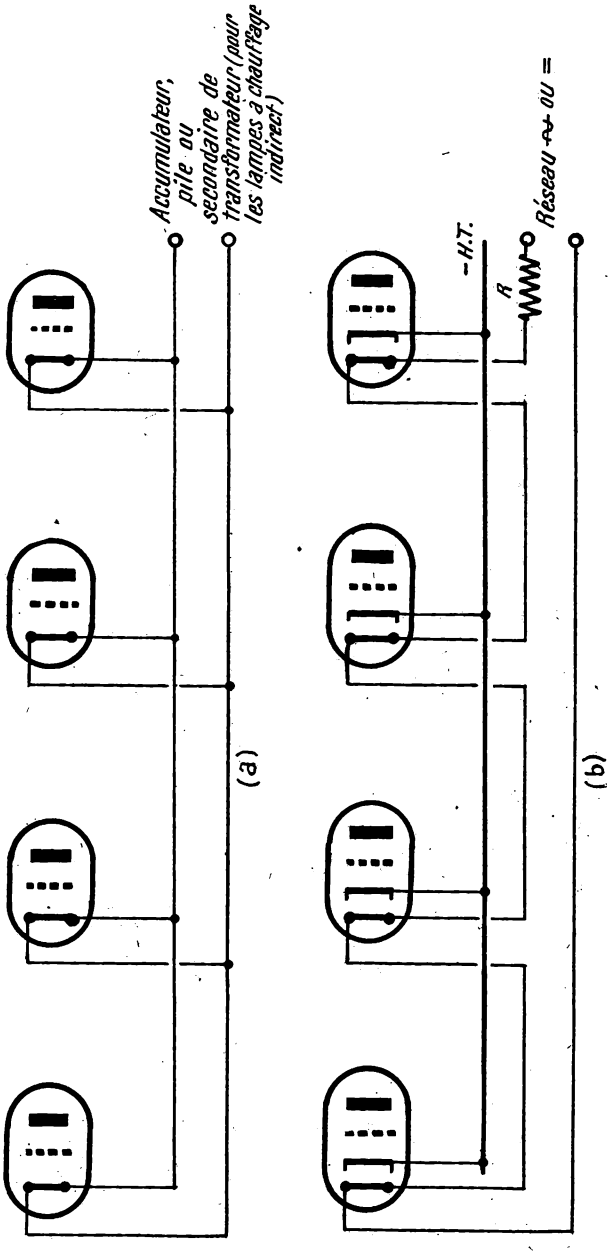


Fig. 23-2. — En a chauffage en parallèle, utilisé sur batteries ou récepteurs pour alternatif, alimentés par transformateur; en b branchement en série employé pour les montages « tous-courants ». L'isolement des cathodes permet le retour à la masse.

poste alimenté par le réseau, on peut donc se permettre une forte consommation de courant plaque, c'est-à-dire une plus grande puissance de sortie avec moins de distorsion.

Le problème est de convertir l'énergie du réseau en énergie utilisable par les lampes; car, évidemment, on ne peut songer à les alimenter directement en alternatif, attendu que, pendant une alternance sur deux, les plaques des lampes seraient négatives et que, de ce fait, les lampes ne pourraient amplifier que pendant la moitié du temps. Avant de pouvoir nous servir du courant du réseau, il nous faut donc le transformer en courant continu.

Dans le chapitre XVI, nous avons déjà vu comment cela peut se faire: il faut tout d'abord un redresseur. Si l'alternatif en question est sinusoïdal, il peut être représenté par la figure 23.3 *a*; en branchant un redresseur en série, on supprime une des alternances, comme le montre la figure 23.3 *b*. Mais la tension moyenne n'est qu'environ le tiers de la tension de crête (p. 250), et de plus ce n'est pas encore là du courant continu. Si on ajoute un condensateur réservoir (p. 253), les creux commencent à se combler, et la tension moyenne approche de la tension de crête. Mais les conditions ne sont pas les mêmes que dans le cas de la détection; un détecteur utilise une résistance de charge élevée, tandis qu'un récepteur de modèle courant, consommant par exemple 62 mA sous une tension de 250 V, représente une résistance de charge de 4 kΩ. A moins d'employer un condensateur réservoir de capacité énorme, la décharge périodique causera une perte de tension appréciable, entre deux alternances positives, et la tension variera comme le montre la figure 23.3 *c*.

Il reste donc une certaine tension alternative résiduelle superposée à la tension continue, ce qui produit un ronflement si on tente d'utiliser directement le redresseur. Il faut maintenant lui adjoindre un filtre (p. 260) empêchant le passage de la composante alternative, tout en laissant passer librement le courant continu. Si le filtre est efficace, on obtient le continu représenté par la figure 23.3 *d*, que l'on ne peut pratiquement distinguer du courant fourni par une batterie.

Différents types de redresseurs.

Une diode à vide (p. 142) est évidemment un redresseur, et probablement le plus couramment employé. Les *redresseuses* de grande puissance ne diffèrent des diodes de détection que par les dimensions de leurs électrodes: elles ont de grosses cathodes, de manière à pouvoir débiter des courants intenses (c'est-à-dire une forte émission électronique) et de grandes anodes pour dissiper une plus grande quantité de chaleur. Une redresseuse de modèle courant pour récepteurs de radiodiffusion est chauffée sous 6,3 V et 0,6 A, et peut fournir sous 350 V un courant plaque de 90 mA.

On fabrique des redresseuses de grande puissance capables de débiter plusieurs ampères sous des dizaines de milliers de volts. Pour que la diode puisse supporter la tension inverse très élevée qui se produit

quand le courant ne circule pas, l'anode doit être suffisamment écartée de la cathode. Durant l'autre alternance, quand circule un courant très intense, la charge d'espace (p. 143) est importante, et il faut entre cathode et anode une tension assez élevée pour la neutraliser. Cette tension se retranche de la tension redressée et représente par conséquent une perte d'énergie, employée uniquement à échauffer l'anode d'une manière indésirable.

Mais nous savons qu'il existe un moyen de neutraliser en grande partie cette charge d'espace: les ions positifs, qui se produisent quand on introduit dans l'ampoule une certaine quantité de gaz ou de vapeur

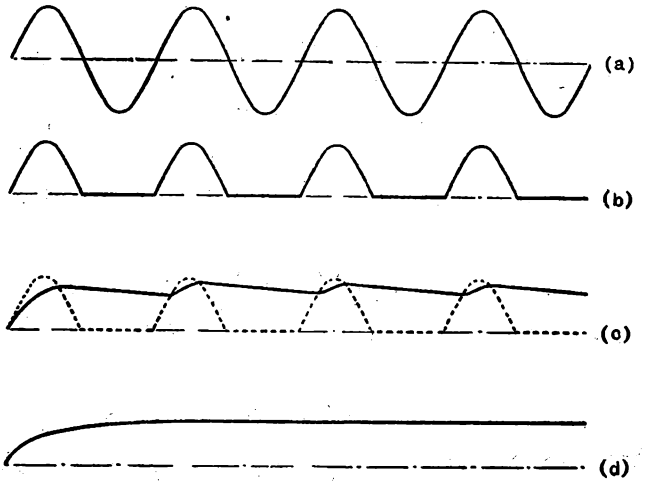


Fig. 23-3. — En a, courant alternatif; en b, le même redressé; en c, effet du condensateur réservoir; en d, courant continu obtenu par filtrage de c.

(p. 284). La chute de tension qui existe aux bornes d'une diode à gaz n'est que de 12 à 16 V, quelle que soit l'intensité débitée, qui peut être considérable. La perte dans la redresseuse est alors relativement réduite, ce qui permet de réaliser des modèles qui, sans dépasser les dimensions d'une grosse lampe de réception, peuvent fournir une puissance de l'ordre du kilowatt. Il faut remarquer néanmoins que ces redresseuses nécessitent plus de précautions d'emploi que les modèles à vide poussé; quand la puissance est importante, il faut laisser chauffer la cathode avant d'appliquer la haute tension, et, pour les modèles à vapeur de mercure, une certaine température de mise en marche doit être respectée.

Il existe aussi de nombreux types de redresseurs à semi-conducteurs, qui n'ont pas de cathode chaude, et que l'on peut établir pour n'importe quelle tension de service. Les diodes au germanium et au silicium dont nous avons parlé dans le chapitre X ont leurs répliques en redresseurs de puissance. A cause de sa basse conduction intrinsèque, le silicium peut être employé à des températures plus élevées, et par conséquent débiter une plus grosse puissance pour des dimensions données. De

plus, son courant inverse est plus faible que celui des redresseurs au germanium. Les redresseurs de conception plus ancienne, composés de disques recouverts d'oxyde de cuivre ou de sélénium, et montés en série jusqu'à l'obtention de la tension de service désirée, sont toujours utilisés concurremment avec les redresseurs à vide, et presque exclusivement pour les très basses tensions (chargeurs d'accumulateurs).

Schémas de redresseurs.

Un redresseur peut être branché de bien des manières différentes, l'une des plus simples étant probablement celle de la figure 23.4 *a*. On voit un transformateur T qui élève ou abaisse la tension du réseau à la valeur désirée (le symbole désigne n'importe quel type de transformateur). Le redresseur est branché en série avec le secondaire et le condensateur réservoir C_1. Le filtre est constitué d'une simple *cellule* comprenant une inductance à fer L et un second condensateur C_2.

L'ensemble constitue un redresseur *demi-onde*. En effet, on n'utilise qu'une alternance de la tension alternative, l'autre étant supprimée (fig. 23.3 *b*). Si, comme il est souhaitable, la capacité de C_1 est assez grande pour que la tension ne tombe pas trop pendant l'alternance négative, la portion de chaque période pendant laquelle la tension alter-

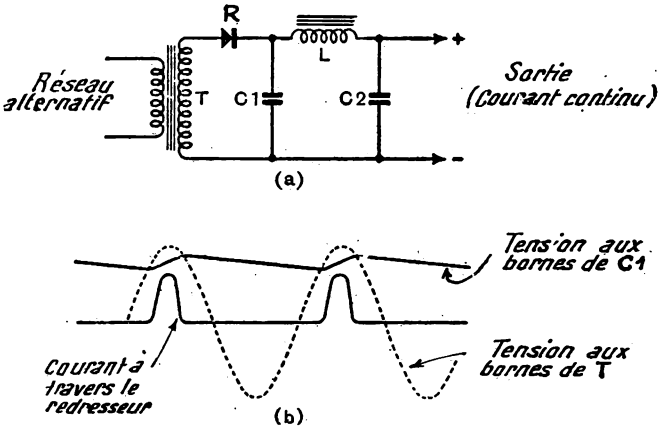


Fig. 23-4. — En a, redresseur demi-onde; en b, graphique correspondant.

native la dépasse est assez réduite, et comme c'est pendant ces moments que le redresseur doit débiter pour recharger C_1, il doit laisser passer à chaque fois une intensité beaucoup plus élevée que celle qu'on prélève à la sortie (fig. 23.4 *b*). Si le redresseur doit débiter une grosse intensité en courant continu, il doit être capable de supporter des intensités de pointe très importantes, et il est difficile de construire des transformateurs donnant des résultats satisfaisants dans ces conditions. C'est pourquoi ce montage n'est utilisé que lorsqu'il s'agit de faibles intensités sous des tensions élevées, et dans les alimentations de récepteurs dits « tous courants » ou « universels » (p. 418), qui sont entièrement ali-

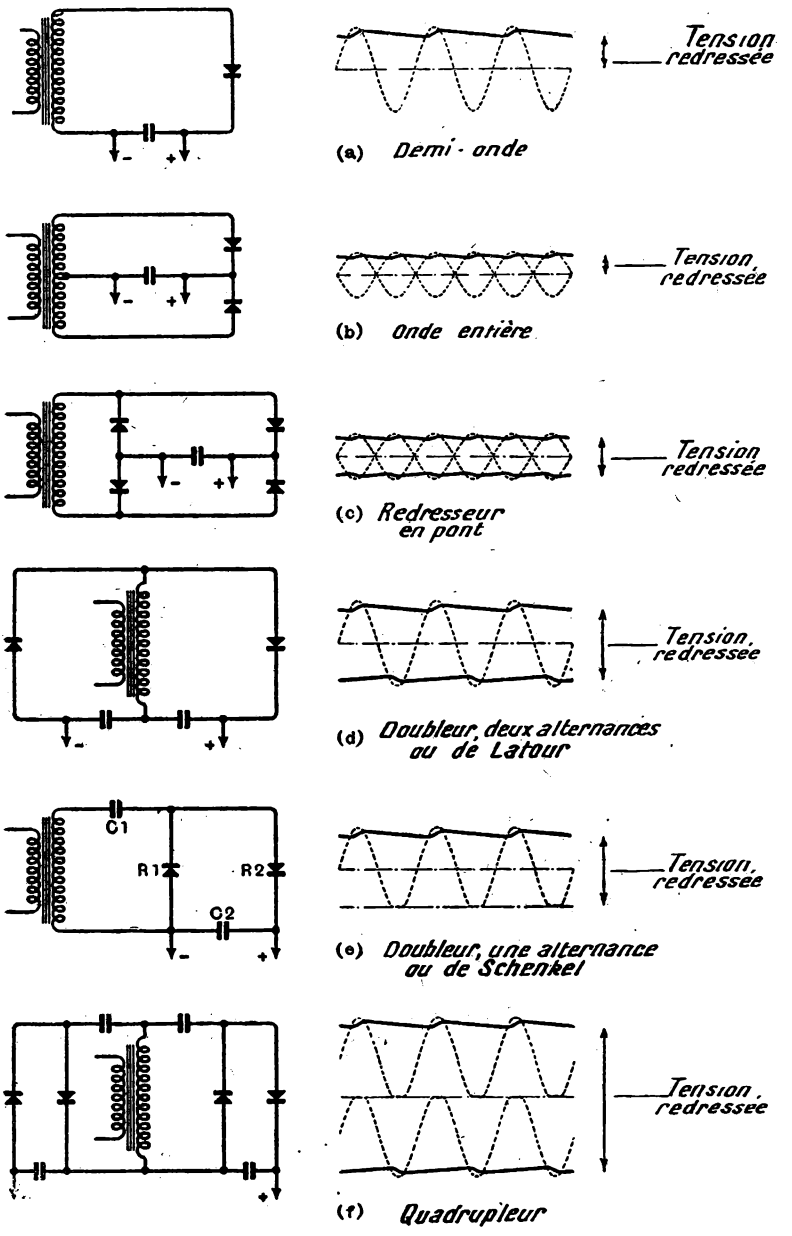


Fig. 23-5. — Comparaison de divers montages du redresseur. Le transformateur fournit la même tension dans tous les cas. Noter les différentes tensions de sortie obtenues.

mentés directement sur le réseau, sans aucun transformateur. Quand un récepteur de ce type est alimenté sur le courant continu, le redresseur ne sert pas, mais il faut que le branchement au réseau se fasse dans le sens où il laisse passer le courant.

Sur la figure 23.5, le redresseur demi-onde que nous venons d'examiner est reproduit en *a*, à côté de dispositions plus perfectionnées. Dans chaque schéma, on suppose que le transformateur donne la même tension, afin que la comparaison puisse se faire plus facilement.

a) Redresseur demi-onde.

La tension de sortie à vide (c'est-à-dire quand le redresseur ne débite aucun courant) est très voisine de la tension de crête de l'alternatif; néanmoins, pour les raisons indiquées plus haut, la tension tombe considérablement quand le redresseur est en charge.

b) Redresseur onde entière.

En faisant une prise au centre du secondaire, on peut associer deux redresseurs demi-onde semblables à celui du montage *a*, en série avec la source et débitant en parallèle dans le circuit de sortie. Pour la même tension aux bornes du secondaire entier, la tension de sortie est réduite de moitié. Mais pour des redresseurs de même type, l'intensité que l'on peut obtenir est double. En même temps, le courant redressé est, si l'on peut dire, plus continu, parce que chaque redresseur concourt tour à tour à remplir le « réservoir ». La fréquence de la pulsation résiduelle est doublée, et par conséquent plus facile à éliminer par le filtrage; mais cette fréquence est plus audible. Les cathodes des deux redresseurs sont réunies, et comme une seule des anodes fonctionne à la fois, quand on utilise un tube à vide on peut sans accroître l'émission électronique utiliser une seule cathode avec une anode de chaque côté.

Ce système est parfois désigné du nom de redressement biphasé (le transformateur donnant deux phases écartées de 180°) ou encore nommé redressement des deux alternances. Bien qu'il soit moins pratique que le montage *a* lorsqu'il s'agit de tensions élevées, il donne de meilleurs résultats pour les fortes intensités. On l'utilise couramment avec des redresseuses dites « valves biplaques » pour l'alimentation des récepteurs et amplificateurs alimentés sur réseau alternatif.

c) Redresseur en pont.

La borne marquée + sur le schéma *b* est en réalité positive ou négative par rapport à la prise médiane du transformateur, selon le sens de branchement des deux redresseurs, et la tension qui existe entre cette borne et la prise médiane est un peu inférieure à la tension de crête fournie par une moitié du secondaire. En branchant une deuxième paire de redresseurs, inversés par rapport aux premiers en parallèle sur le secondaire, on obtient une sortie de polarité opposée, entre

laquelle et la première on trouve une tension voisine de la tension totale existant aux bornes du secondaire. Les tensions de sortie des deux paires de redresseurs sont effectivement en série. A moins qu'on n'ait besoin d'une tension intermédiaire, la prise médiane devient inutile.

Ce montage donne à vide approximativement la même tension que le montage *a*, mais il a l'avantage de redresser l'onde entière. Il nécessite malheureusement trois cathodes isolées, ce qui fait qu'on l'emploie rarement avec les lampes redresseuses. Mais on l'emploie couramment avec les redresseurs métalliques, spécialement sur les tensions peu élevées.

d) Doubleur de tension. Première méthode.

Contrairement à ce qu'on fait en *b*, deux redresseurs du type *a* sont alimentés en parallèle sur la source en polarités opposées, et les sorties sont branchées en série de manière à additionner les tensions. Par rapport au type *a*, la tension de sortie est donc double, et comme on redresse les *deux alternances*, la fréquence de l'ondulation résiduelle est double de celle du réseau. En charge, la tension tombe rapidement, car chaque condensateur réservoir n'est chargé qu'une fois par période.

Comme avec le montage *c* quand on emploie la prise médiane, on dispose, à partir du pied de l'enroulement secondaire, de deux tensions égales, l'une positive et l'autre négative.

Ce montage s'emploie assez couramment avec les redresseurs métalliques pour la tension plaque des récepteurs.

e) Doubleur de tension. Seconde méthode.

Le montage précédent, dit doubleur deux alternances, est connu également sous le nom de *doubleur de Latour*. Celui dont nous allons parler ne redresse qu'une alternance et se nomme *doubleur de Schenkel*. Dans ce montage, R_1 et C_1, comme nous l'avons vu à propos de la figure 16.6, amènent (dans le cas présent) la borne de sortie négative au potentiel de crête des alternances négatives, de sorte que les crêtes positives représentent par rapport à cette même borne la tension totale crête à crête. Au moyen de ce premier circuit, on alimente un deuxième redresseur R_2, chargeant un condensateur C_2; à vide, la tension aux bornes de C_2 atteint presque la tension crête à crête existant aux bornes du transformateur. Par rapport au schéma *d*. on constate que la source (ici le secondaire du transformateur) n'est pas isolée par rapport à la borne négative (c'est-à-dire la masse du récepteur) ce qui est un avantage dans certains cas. Comme défauts, on peut signaler ceux du montage *a*, et la nécessité d'employer un condensateur C_1 de type spécial, à cause de l'intensité alternative importante qui le traverse.

f) Quadrupleur de tension.

En ajoutant au montage précédent un deuxième groupe de redresseurs semblables, mais branchés de manière à donner une tension de

polarité opposée, on peut obtenir une tension égale, à vide, à quatre fois la tension de pointe de la source. Pour passer du schéma *e* au schéma *f*, on accomplit une transformation analogue à celle qui avait permis de passer du schéma *a* au schéma *d*.

Conversion du continu en alternatif.

L'avantage de l'alimentation sur réseau alternatif réside surtout dans la possibilité d'amener la tension d'origine à n'importe quelle valeur désirée au moyen d'un transformateur (p. 86). Mais quand la source d'énergie fournit du courant continu, on ne peut *élever* la tension qu'après avoir converti le continu en alternatif. C'est ce qui se pratique couramment dans les récepteurs alimentés sur batteries d'automobiles à 6 ou 12 V. Une telle source permet bien de chauffer les cathodes des lampes, mais sa tension est insuffisante pour assurer l'alimentation en tension plaque.

Nous avons vu (fig. 6.2) comment, en commutant rapidement une tension continue, on peut obtenir une tension alternative de forme carrée. Il est commode de faire accomplir la commutation par la batterie elle-même. Dans le convertisseur à *vibreur*, on emploie pour cela un dispositif analogue à celui d'une sonnerie. Le courant de la batterie passe dans un électro-aimant qui attire une palette de fer fixée au bout d'un ressort en forme de lame mince. En se déplaçant, cette lame ouvre un contact qui interrompt le passage du courant dans l'électro-aimant. La palette n'est plus attirée, et le contact se referme. Ce processus se répète continuellement, entretenant la vibration de la lame. Celle-ci entraîne d'autres contacts accomplissant la commutation désirée.

On peut obtenir le même résultat sans faire appel à des dispositifs mécaniques, en utilisant un oscillateur électronique, comme nous l'avons

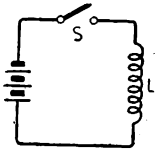


Fig. 23-6. — Principe des convertisseurs continu-alternatif

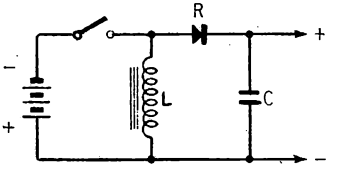


Fig. 23-7. — Un redresseur R, ajouté au schéma 23-6, permet de reconstituer le courant continu.

expliqué dans le chapitre XII. Les transistors conviennent particulièrement bien, parce qu'ils peuvent laisser passer des intensités relativement importantes avec une faible chute de tension.

Que la commutation soit mécanique ou électronique, le principe de ces convertisseurs est très simple, comme le montre la figure 23.6. S est le commutateur, mécanique ou autre, et L le primaire du transformateur. Supposons que la résistance de ce bobinage soit négligeable. Au moment ou S se ferme, le courant commence de croître. En même

temps, il engendre dans L une f.é.m. opposée à celle de la batterie (p. 83). Comme la résistance du circuit est négligeable, le courant doit augmenter d'une manière régulière. Plus grande est l'inductance de L, moins il est nécessaire que le courant augmente rapidement pour contrebalancer la f.é.m. de la batterie. Avant qu'il atteigne une intensité excessive, S s'ouvre, et le courant commence à décroître, ce qui inverse la f.é.m. produite par L. Le courant alternatif est obtenu; il reste à

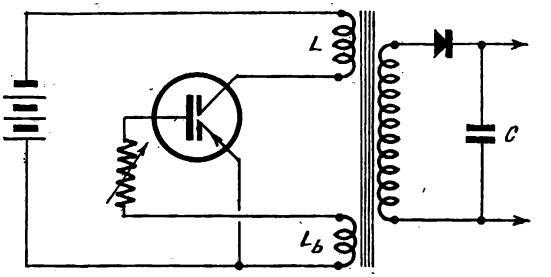


Fig. 23-8. — Elévateur de tension utilisant un transistor au lieu du vibreur de la figure 23-7.

prendre les dispositions convenables pour l'utiliser. Quand le courant est retombé à zéro, S se referme, et tout recommence. La fréquence est habituellement de l'ordre de 100 Hz dans les vibreurs, et de 1000 Hz dans les convertisseurs à transistors.

Pour la simplicité de l'explication, supposons que le transformateur soit de rapport 1/1; on peut donc employer un autotransformateur, se réduisant à un seul enroulement (fig. 23.7). Quand le commutateur est fermé, R et C n'ont aucune action, car le sens de branchement est tel que R ne laisse pas passer de courant. Quand il est ouvert, la tension aux bornes de L est inversée, le redresseur débite, et charge C au moyen du courant décroissant qui traverse L. Les variations de tension aux bornes de C sont éliminées au moyen d'un filtre avant utilisation. En fait, le circuit est semblable à celui de la figure 23.4 *a*, à part que la batterie et le vibreur prennent la place de la source d'alternatif. L'emploi d'un transformateur avec secondaire élévateur ne change rien au principe du système. On peut alors employer des dispositifs comme ceux de la figure 23.5.

La figure 23.8 montre comment un transistor peut servir d'interrupteur automatique. Tant que le courant augmente dans le bobinage L, la f.é.m. induite dans le bobinage L_b (qui n'est autre que notre vieille connaissance : l'enroulement de réaction) rend la base suffisamment négative pour que le transistor (de type *p-n-p*) laisse passer une intensité élevée. Quand le courant ne peut plus augmenter, la f.é.m. disparaît, et le courant décroissant charge C. Quand il est tombé à zéro, la petite I_{co} traversant L réamorce le cycle entier.

Production de la T. H. T. pour les récepteurs de télévision.

Bien que l'onde produite par les dispositifs que nous venons de décrire soit, à l'origine, de forme carrée, les courants à variation pro-

gressive qui traversent le primaire du transformateur constituent une onde de forme triangulaire. Si la portion utile de chaque cycle est beaucoup plus brève que le reste, le courant doit varier d'autant plus rapidement à ce moment, la forme d'onde résultante se rapproche d'une dent de scie, et la f.é.m. engendrée est d'autant plus élevée.

Cela nous amène au procédé couramment utilisé pour produire la très haute tension (T.H.T.) nécessaire au fonctionnement des tubes cathodiques de télévision. Pour obtenir un retour suffisamment rapide du spot entre deux lignes successives de la trame, la pleine intensité du courant de déflexion doit s'inverser en moins d'un deux cent millième de seconde. Le taux de variation est donc très élevé, et, en faisant passer le courant variable dans un transformateur élévateur de type convenable, on peut obtenir la tension désirée, que l'on redresse alors au moyen d'une diode à vide. Comme la cathode de cette diode est au potentiel de la T.H.T., on la chauffe au moyen d'un petit enroulement prévu sur le transformateur de lignes. La figure 23.9 montre la disposition généralement adoptée. V_1 est la lampe de puissance fournissant le courant en dents de scie aux bobinages de déflexion DD; T est le transformateur et V_2 la diode redresseuse de T.H.T.

On notera la présence, un peu insolite à première vue, de la diode V_3. Pour expliquer sa fonction, une petite digression est nécessaire. La lampe de puissance fournissant le balayage lignes doit être alimentée sous une tension élevée, de l'ordre de 400 à 500 V plaque, sinon plus. Or comme la plupart du temps, on redresse directement le réseau à 220 V, la tension disponible est inférieure à cette valeur (dans le cas du réseau 110 ou 130 V, on fait appel à un doubleur de tension, ce qui revient au même). Pour pallier cette difficulté, on récupère une partie de l'énergie perdue pendant le balayage (c'est pourquoi la diode V_3 est parfois nommée *diode de récupération*) en redressant la tension en dent de scie appliquée aux bobinages de déflexion. La tension continue obtenue est filtrée par le condensateur réservoir C_1 et branchée en série avec la source de tension plaque générale. On arrive ainsi, avec une alimentation donnant 200 V, à fournir une tension plaque de 600 ou 700 V à la lampe de puissance, quand il s'agit de balayer des gros tubes. En même temps, la diode procure un amortissement indispensable, prévenant la naissance d'oscillations parasites qui compromettraient la linéarité du balayage.

Filtres.

Nous avons déjà vu comment peut être constitué un filtre simple (R_1 et C_1 dans la figure 16.10), destiné à éliminer la haute fréquence résiduelle après la détection. Le même type de circuit est fréquemment employé dans les alimentations, mais alors les valeurs de R_1 et C_1 sont très différentes. L'ondulation résiduelle qui doit être éliminée est à 50 Hz avec un redresseur demi-onde, et à 100 Hz quand on redresse les deux alternances. Pour obtenir un filtrage efficace, la réactance de C_1 à ces fréquences doit être basse par rapport à la résistance R_1. Comme le

courant est relativement intense, R_1 elle-même doit être de faible valeur pour éviter une chute de tension et une perte de puissance excessives.

C'est pourquoi on remplace fréquemment R_1 par une inductance à fer. Il faut que cette inductance soit soigneusement calculée si on veut éviter que le noyau soit saturé (p. 375), ce qui diminuerait beaucoup la valeur de l'inductance et par suite l'efficacité du filtrage. Un filtre typique (LC_2) est visible sur la figure 23.4.

Bien que le condensateur réservoir se charge à une tension voisine

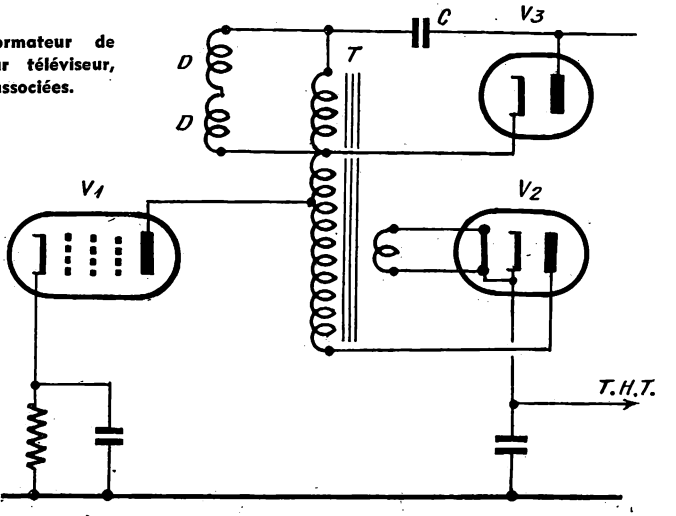


Fig. 23-9. — Transformateur de très haute tension pour téléviseur, avec les lampes associées.

de la tension de pointe de la source d'alternatif, quand on ne prélève pas de courant, la tension décroît rapidement avec l'augmentation du débit. Pour exprimer la chose en termes techniques, la régulation n'est pas bonne. Pour les usages qui nécessitent une tension stable en dépit des variations de l'intensité prélevée, comme par exemple dans le cas des amplificateurs classe B de grande puissance, on emploie un filtre à inductance d'entrée. Le filtre est alors semblable à celui de la figure 23.4, mais le condensateur réservoir est supprimé. Ce n'est pas la seule différence : en effet, l'inductance doit être d'un type spécial ; on tire profit de la saturation pour faire varier sa valeur avec l'intensité, de manière que la tension à ses bornes soit aussi constante que possible. La tension varie très rapidement jusqu'au moment où on atteint (par exemple) le dixième de l'intensité maximum (on s'arrange pour que le débit le plus faible soit supérieur à cette valeur) et, au-delà, la tension se maintient à une valeur relativement stable.

Découplage.

A cause du prix et du poids des inductances de filtrage, on se sert de résistances chaque fois que c'est possible ; c'est pourquoi, actuellement, des condensateurs de filtrage de forte capacité, de 32 à 100 µF

et plus, sont monnaie courante. Mais, même avec de telles capacités, l'impédance de la source de tension plaque peut n'être pas négligeable à certaines des fréquences amplifiées, qui doivent la traverser du + au —, et des tensions à ces fréquences peuvent apparaître entre + H.T. et masse. Il arrivera par exemple que les tensions produites de cette manière par le courant plaque de l'étage de puissance soient appliquées de manière indésirable aux étages précédents, ce qui peut produire de sérieuses perturbations allant jusqu'à l'accrochage permanent d'oscillations à basse fréquence. C'est en fait une forme de réaction.

Pour éviter de tels accidents, on a recours au *découplage*. Il s'agit simplement d'appliquer à chaque étage susceptible d'être perturbé un petit filtre individuel. Comme les lampes en question sont généralement des étages de préamplification consommant un courant de faible intensité, il est facile de trouver une valeur de résistance assez élevée pour constituer l'impédance nécessaire. La chute de tension peut même être utile, car il est fréquent que ces étages demandent une valeur de tension plaque inférieure à celle de l'étage de puissance. Ainsi, un élément peu coûteux accomplit deux fonctions à la fois: celle de résistance chutrice et (en association avec un condensateur) celle d'impédance de filtrage. C'est de bonne politique, tant sur le plan technique que sur le plan commercial.

Les éléments de découplage sont R et C (fig. 23.10). Les courants à la fréquence du signal empruntent le plus court chemin vers la masse, c'est-à-dire le condensateur, plutôt que d'essayer de passer dans la source à travers R. Plus la constante de temps (autrement dit les valeurs de R et C) est élevée, plus le découplage est efficace.

Des arrangements analogues sont pris à l'égard des circuits de cathode et d'écran, et en général de toutes les électrodes dont le potentiel doit être constant. C'est la multiplication de ces découplages qui rend l'aspect des schémas de récepteurs à nombreux étages si effrayant pour le novice. Mais une fois qu'on en a compris l'usage, on a vite fait de les distinguer des circuits essentiels.

Polarisation de grille et de base.

De place en place, nous avons rencontré divers moyens d'assurer la polarisation. Il nous reste à les passer en revue.

La méthode la plus simple, sinon la plus pratique, consiste évidemment dans l'emploi d'une pile branchée en série entre grille (ou base) et cathode (ou émetteur) comme on le voit sur les figures 12.5 et 22.8.

La figure 12.6 représente une légère modification, consistant à appliquer la polarisation en parallèle au moyen d'une résistance R de valeur assez élevée pour ne causer qu'une perte négligeable vis-à-vis du signal appliqué à travers C_g. La résistance est parfois remplacée par une inductance d'arrêt; c'est ce qu'on fait en particulier quand un courant de grille est susceptible de se produire et de créer dans la résistance une chute de tension modifiant la valeur de la polarisation.

Il est évident que l'on pourrait remplacer la pile par une source de tension obtenue, par exemple, par redressement d'une tension alter-

native empruntée au réseau. En pratique, ce procédé est réservé aux émetteurs de grande puissance et à certains amplificateurs, parce qu'en général la puissance nécessaire est très faible et qu'il existe d'autres solutions plus économiques.

Nous avons rencontré (fig. 16.12) une de ces solutions. Dans ce schéma, on voit une résistance *de polarisation*, placée entre cathode et masse. Le courant traversant la lampe crée dans cette résistance une chute de tension, la cathode se trouve positive par rapport à la masse, et, comme le circuit de grille retourne à la masse, la grille se trouve en fait négative par rapport à la cathode, ce qui est bien le résultat

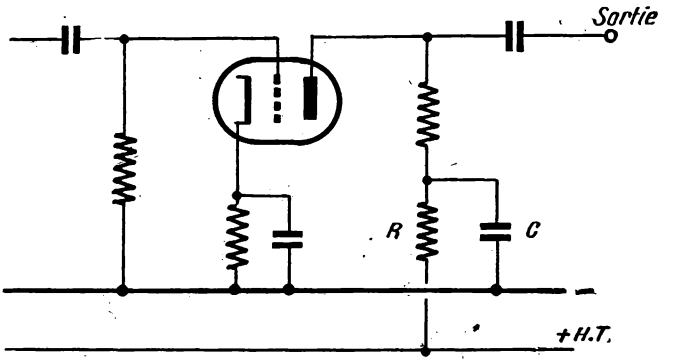


Fig. 23-10. — Découplage du circuit-plaque d'une lampe B. F. à résistance. R arrête les composantes à la fréquence du signal, et C les dérive vers la masse.

souhaité. La valeur correcte de la polarisation est assurée par le choix de la résistance (R = E/I, où E est la tension de polarisation à obtenir et I l'intensité du courant cathodique).

L'avantage de cette méthode est que, dans une certaine mesure, la polarisation se corrige automatiquement (d'où le terme parfois employé de *polarisation automatique*) ; en effet, si pour une raison quelconque le courant a tendance à augmenter de manière excessive, la chute de tension dans la résistance augmente aussi, ce qui rend la grille plus négative par rapport à la cathode, et par conséquent tend à diminuer le courant. Un autre avantage est que l'on peut assurer à chaque lampe, de manière totalement indépendante, la valeur de polarisation qui lui convient le mieux.

Page 407, nous avons vu que cette méthode appliquée à un transistor donne une polarisation de base de sens incorrect, mais que l'on peut tirer parti de la régulation automatique qu'elle procure, pour corriger la polarisation obtenue au moyen d'un diviseur de tension.

Si on se contente de placer une simple résistance en série dans le circuit de cathode ou d'émetteur, elle n'est pas traversée seulement par le courant continu : les composantes à la fréquence du signal produisent à ses bornes une tension en opposition avec la tension de signal appliquée à la grille (ou à la base). Cela équivaut à une contre-réaction

(p. 369). Si cette contre-réaction est utile, tout va bien. Si elle est indésirable, il faut donner aux tensions de signal un chemin d'impédance négligeable leur évitant la traversée de la résistance de polarisation. Un condensateur shunt de capacité suffisante (C_3, figure 16.12) accomplit cette tâche. Pour la haute fréquence, une capacité de 0,1 μF ou moins fait l'affaire. Pour les plus basses fréquences de la gamme audible, on ne peut descendre en dessous de 25 ou 50 μF.

La polarisation cathodique individuelle est inapplicable aux récepteurs pour batteries employant des lampes à chauffage direct, dans lesquels les filaments, connectés en parallèle, sont tous au même potentiel. Dans ces appareils, on emploie une résistance de polarisation générale, placée entre batterie de chauffage et — H.T. Le courant plaque total traverse cette résistance, et on peut, au moyen de prises convenables ou de diviseurs de potentiel, obtenir pour chaque étage la tension convenable. Ce procédé est parfois employé aussi sur les récepteurs alimentés par le réseau.

Nous avons vu une autre méthode de polarisation en examinant la figure 16.7 *b*. On se contente dans ce cas d'une résistance de grille de valeur suffisamment élevée pour que le courant de grille y produise une chute de tension suffisante. Cette méthode est en général réservée aux étages de préamplification B.F. à résistances employant une tension plaque de faible valeur. Il s'agit alors du courant de grille permanent dû aux quelques électrons qui viennent accidentellement heurter la grille. La tension obtenue étant couramment de 1,2 V pour une résistance de grille de 10 MΩ, le courant de grille est donc de l'ordre de 0,1 à 0,2 μA (0,12 dans le cas cité). (Un exemple concret est donné figure 16.13.)

Une méthode voisine, surtout par le schéma, consiste à redresser le signal appliqué à la grille. Le condensateur de liaison se charge alors à une tension sensiblement égale à la tension de pointe du signal appliqué.

C'est en particulier le cas des oscillateurs; on a alors l'avantage de démarrer avec une polarisation nulle (p. 197), et d'obtenir un ajustage automatique de la polarisation, qui est, comme nous l'avons dit dans le précédent alinéa, proportionnelle à la tension du signal, c'est-à-dire, présentement, de l'oscillation.

Dans ce cas, si on travaille avec un couplage de réaction élevé, et que la constante de temps du circuit de grille est égale à la durée de plusieurs périodes de l'oscillation, la première amorce d'oscillation peut produire une polarisation si élevée que le point de coupure du courant plaque soit atteint, ce qui bloque l'oscillation, laquelle ne peut reprendre que quand la charge du condensateur s'est écoulée à travers la résistance de fuite de grille. Si la constante de temps et le couplage de réaction ont des valeurs excessives, on court le risque de voir se produire un fonctionnement intermittent analogue à celui des oscillateurs bloqués utilisés dans les bases de temps (p. 388). Cet ennui est éliminé par un choix convenable de la constante de temps et du taux de réaction, moyennant quoi on obtient l'ajustage automatique dont nous avons parlé plus haut.

APPENDICE 1

LISTE DES TERMES SYNONYMES

avec indication de la page contenant leur définition

Accumulateur. Batterie secondaire. Générateur secondaire, 416.
Amplification. Gain, 169.
Anode. Plaque, 142.
Antenne. Aérien. Radiateur, 231.
Atténuation. Perte, 177.
Base de temps. Générateur de dents de scie, 385.
Batterie de filament. Batterie de chauffage, 415.
Bobinage. Enroulement. Inductance (Self), 79.
Bruit de fond. Souffle, 322.
C. A. G. C. A. V. Antifading, 342.
Cathode, grille, plaque : commune, à la masse, 400.
Circuit accordé. Circuit oscillant, 121.
Circuit accordé parallèle. Circuit bouchon, 129, 292.
Connexion. Branchement, 47.
Constante diélectrique. Pouvoir inducteur spécifique, 68.
Contre-réaction. Réaction négative, 369.
Cycle. Période, 28.
Détecteur. Démodulateur, 247.
Diélectrique. Isolant, 68.
Ecouteurs. Casque téléphonique, 30.
Ecran. Blindage. Cage de Faraday, 198.
Fidélité. Qualité de reproduction, 300.
Fréquence intermédiaire. Moyenne fréquence, 312.
Heptode. Pentagrille, 319.
Interférence. Brouillage, 326.
Lampe. Tube à vide, 141.
Ligne. Feeder, 210.
Parallèle. Shunt. Dérivation, 47.
Pente. Conductance mutuelle. Transconductance, 147.
Piézo-électrique. A cristal, 206.
Point de coupure du courant plaque. Cut-off, 188.
Polarisation automatique. Polarisation cathodique, 431.
Q. Facteur Q. Facteur de surtension, 125.
Radar. Détection électromagnétique, 395.
Réaction. Couplage rétroactif, 185.
Redresseuse. Valve, 420.
Résistance caractéristique. Impédance caractéristique. Impédance de ligne, 212.

Résistance dynamique. Impédance à la résonance, 132.
Self-induction. Auto-induction, 79.
Superhétérodyne. Changeur de fréquence, 311.
Suppresseur. Grille suppresseuse, 284.
Tension nominale. Tension efficace, 90.
Tétrode H. F. Lampe à écran, 281.
Triode à gaz. Thyratron, 386.
Tube cathodique. Tube images, 379.
Valeur de crête. Valeur de pointe. Valeur maximum, 90.

DOCUMENTATION

TECHNIQUE DE LA RADIO est un livre de base complet qui vous a permis d'assimiler toute la technique radioélectrique. Et maintenant vous désirez vous lancer dans la pratique ou approfondir telle ou telle question. Vous voulez également rester « à la page » en suivant les rapides progrès de la technique. Des revues et des livres vous y aideront.

Côté revues :

TOUTE LA RADIO, revue mensuelle de technique expliquée et appliquée, fondée en 1934, et toujours dirigée par E. Aisberg, est réputée dans le monde entier comme la principale revue française de radio.

RADIO-CONSTRUCTEUR ET DEPANNEUR, revue mensuelle de pratique radioélectrique, fondée en 1937, est plus spécialement destinée aux techniciens, dépanneurs et agents techniques.

TELEVISION, revue mensuelle, fondée en 1939, est consacrée à la théorie et à la pratique de la transmission des images, ainsi qu'à ses développements les plus récents dans le monde.

Côté livres :

— **La Pratique de la Construction Radio,** par E. S. Fréchet.
— **La Télévision ?... Mais c'est très simple,** par E. Aisberg.
— **Radio-Tubes,** par E. Aisberg, L. Gaudillat et R. de Schepper.
— **Télé-Tubes,** par R. de Schepper.
— **Guide Mondial des Transistors,** par H. Schreiber.
— **Bases du Dépannage** (deux volumes), par W. Sorokine.
— **Formulaire de la Radio,** par W. Sorokine.
— **Schémas d'Amplificateurs B. F. à lampes,** par R. Besson.
— **Schémas d'Amplificateurs B. F. à transistors,** par R. Besson.
— **Technique de la Télévision** (deux volumes), par A. V. J. Martin.
— **Télévision Pratique** (trois volumes), par A. V. J. Martin.
— **Technique et Application des Transistors,** par H. Schreiber.
etc...

La **Société des Editions Radio,** 9, rue Jacob, PARIS-6e, qui édite ces livres et revues, vous enverra son catalogue complet et des spécimens de ses revues sur simple demande de votre part.

APPENDICE 2

SYMBOLES ET ABREVIATIONS

Abréviations générales

B.F.	basse fréquence	F.I. ou M. F	fréquence intermédiaire ou moyenne fréquence
c.a.	courant alternatif		
C.A.G.	commande automatique de gain	H.F.	haute fréquence
c.c.	courant continu	H.T.	haute tension
d.d.p.	différence de potentiel	T.H.T.	très haute tension
Eeff	tension efficace	V.H.F.	très haute fréquence
f.e.m.	force électromotrice	U.H.F.	ultra haute fréquence

Lettres grecques

α	gain en courant (d'un transistor)
ε	permettivité
θ	angle
λ	longueur d'onde
μ	1) perméabilité 2) gain en tension (d'une lampe) 3) préfixe signifiant un millionnième de
π	rapport de la circonférence sur le diamètre d'un cercle (3,14159...)
ϱ	résistivité ou résistance interne (d'une lampe)
φ	déphasage
Φ	flux magnétique
ω	$2\pi f$
Ω	ohm

Grandeurs et unités

Grandeur	Symbole	Unité	Abréviation de l'unité
temps temps (période d'un cycle)	t T	seconde	s ou sec
fréquence	f	cycle par seconde ou Herz	c/s ou Hz
longueur d'onde	λ	mètre	m
force électromotrice	E	volt	V
différence de potentiel	V	volt	V
courant	I	ampère	A
puissance	P	watt	W
capacitance	C	farad	F

self-induction	L	henry	H
inductance mutuelle	M	henry	H
résistance	R	ohm	Ω
résistance { capacitive / inductive	X { X_C / X_L	ohm	Ω
impédance	Z	ohm	Ω
conductance	G	mho	℧
quantité d'électricité, ou charge	Q	coulomb	C
flux magnétique	Φ	weber	Wb
facteur de qualité (X/R)	Q		
gain ou affaiblissement d'amplification		décibel	dB

NOTE. — Les petites lettres (e, v, i, etc.) sont utilisées pour indiquer les valeurs instantanées.

Les unités, leurs multiples et sous-multiples

M (mega) = un million de ($\times 10^6$)
k (kilo) = un millier de ($\times 10^3$)
m (milli) = un millième de ($\times 10^{-3}$)
μ (micro) = un millionième de ($\times 10^{-6}$)
n (nano) = un milliardième de ($\times 10^{-9}$)
p (ou μμ) (pico) = un million de millionième de ($\times 10^{-12}$)

Exemples : 1 MHz = 1 000 000 Hz
1 kHz = 1 000 Hz
1 mA = 0,001 A
1 μH = 0,000 001 H
1 pF = 0,000 000 000 001 F

Les tubes

k cathode
g grille
g_1 première grille (la plus proche de la cathode)
g_2 seconde grille (et ainsi de suite)
a anode
μ gain en tension
r_a résistance anodique en courant alternatif
g_m conductance mutuelle
g_c gain de conversion

NOTE. — Les symboles sont fréquemment combinés, ainsi :

I_a = courant anodique
Vg_2 = tension à la seconde grille
R_a = résistance connectée extérieurement à l'anode
Cgk = capacitance interne de grille à cathode

Les letres capitales concernent l'extérieur du tube; les petites lettres, l'intérieur.

Les transistors

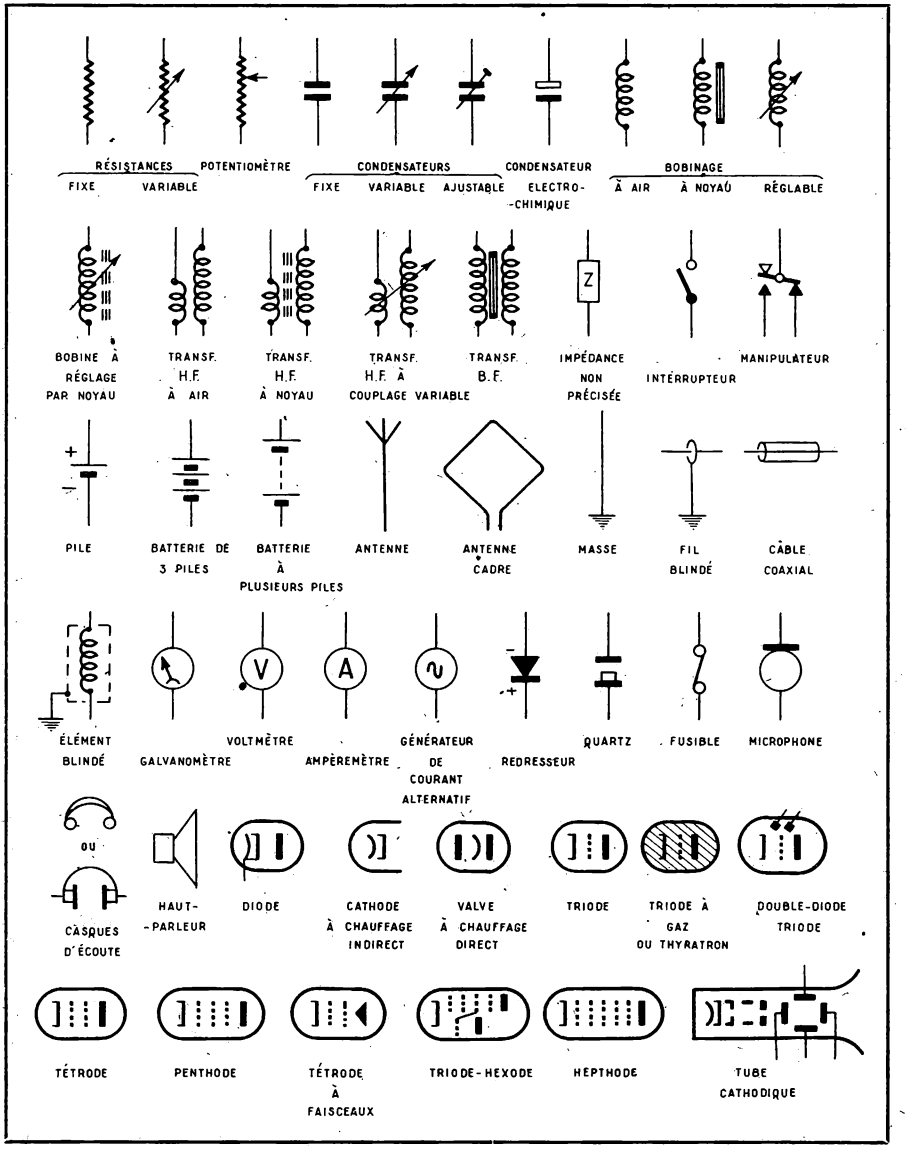
Emetteur commun	Base commune	Collecteur commun	
α', α_e	α, α_b	α'', α_c	gain d'amplification du courant
r'_e, r_{ce}	r_c, r_{eb}	r''_e, r_{ee}	résistance de collecteur dans un quadripole en T

Abréviations spéciales utilisées dans ce livre :

f_r fréquence de résonance
f_o fréquence d'oscillation
f' fréquence d'accord
A amplification de tension
B facteur de contre-réaction

APPENDICE 3

REPRESENTATION SCHEMATIQUE



APPENDICE 4

TABLE DES DECIBELS

Les décibels figurent dans la colonne centrale ; à gauche, les pertes ; à droite, les gains. Qu'il y ait affaiblissement ou gain de tension ou de courant, l'impédance correspondante ne varie pas.

Rapport de tension ou de courant	Rapport de puissance	← - dB + →	Rapport de tension ou de courant	Rapport de puissance
1,000	1,000	0	1,000	1,000
0,989	0,977	0,1	1,012	1,023
0,977	0,955	0,2	1,023	1,047
0,966	0,933	0,3	1,035	1,072
0,955	0,912	0,4	1,047	1,096
0,944	0,891	0,5	1,059	1,122
0,933	0,871	0,6	1,072	1,148
0,912	0,832	0,8	1,096	1,202
0,891	0,794	1,0	1,122	1,259
0,841	0,708	1,5	1,189	1,413
0,794	0,631	2,0	1,259	1,585
0,750	0,562	2,5	1,334	1,778
0,708	0,501	3,0	1,413	1,995
0,668	0,447	3,5	1,496	2,239
0,631	0,398	4,0	1,585	2,512
0,596	0,355	4,5	1,679	2,818
0,562	0,316	5,0	1,778	3,162
0,501	0,251	6,0	1,995	3,981
0,447	0,200	7,0	2,239	5,012
0,398	0,159	8,0	2,512	6,310
0,355	0,126	9,0	2,818	7,943
0,316	0,100	10	3,162	10,00
0,282	0,0794	11	3,55	12,6
0,251	0,0631	12	3,98	15,9
0,224	0,0501	13	4,47	20,0
0,200	0,0398	14	5,01	25,1
0,178	0,0316	15	5,62	31,6
0,159	0,0251	16	6,31	39,8
0,126	0,0159	18	7,94	63,1
0,100	0,0100	20	10,00	100,0
$3,16 \times 10^{-2}$	10^{-3}	30	$3,16 \times 10$	10^{3}
10^{-2}	10^{-4}	40	10^{-2}	10^{4}
$3,16 \times 10^{-3}$	10^{-5}	50	$3,16 \times 10^{2}$	10^{5}
10^{-3}	10^{-6}	60	10^{3}	10^{6}
$3,16 \times 10^{-4}$	10^{-7}	70	$3,16 \times 10^{3}$	10^{7}
10^{-4}	10^{-8}	80	10^{4}	10^{8}
$3,16 \times 10^{-5}$	10^{-9}	90	$3,16 \times 10^{4}$	10^{9}
10^{-5}	10^{-10}	100	10^{5}	10^{10}
$3,16 \times 10^{-6}$	10^{-11}	110	$3,16 \times 10^{5}$	10^{11}
10^{-6}	10^{-12}	120	10^{6}	10^{12}

INDEX

L'index ci-dessous permettra au lecteur de trouver rapidement le renseignement qu'il désire, tant en ce qui concerne les termes techniques utilisés dans le cours de ce volume, qu'à propos d'autres termes synonymes ou voisins et d'emploi moins courant. Cet index constitue donc un glossaire des principaux vocables employés en radio-électricité. Les différents numéros de pages renvoient aux divers endroits où chaque terme est étudié, le premier permettant d'en trouver la définition.

Abréviations : 11.
Absorbeur (circuits) : 135.
Accepteur (atome) : 156.
Accord : 30, 34, 126, 129, 300, 308, 324, 393.
Accumulateur : 58, 73, 416.
Adaptation (de charges ou d'impédances) : 173, 206, 219, 241, 288, 361, 373, 410.
Adjacent (brouillage par canal) : 302, 325.
Aérien voir **antenne.**
Agitation thermique (voir **Johnson**) (effet) : 41, 153, 277, 322.
Aimant : 31, 75, 377, 384.
Air équivalent : 82.
Alexanderson : 179.
Alignement : 324.
Alimentation (circuits d') : 415.
— courant d') : 171.
Alternateur : 179.
Alternatif (circuits en) : voir **circuits.**
— (courant) : 87, 179, 418, 426.
— (mesure de l') : 92.
— (production d'un courant) : 179, 426.
Amortissement d'un circuit accordé : 183, 255, 273, 288, 317, 393.
— critique : 183.
— d'une oscillation : 182.
Ampère : 43, 60.
Ampèremètre : 44, 58.
Amplificateur : 36, 149.
— B.F. : 345, 408.
— (blindage dans un) : 287, 292, 346.
— bruit de fond dans un) : 322.
— de courant : 345, 374, 401.
— (distorsion dans un) : 346.
— F.I. : 330, 335, 393.
— H.F. : 271, 393.
— (instabilité d'un) : 287, 292, 370, 413, 430.
— M.F. : voir **F.I.**
— plaque accordée : 275.
— de puissance : 150, 173, 198, 345, 411.
— push-pull : 374, 408, 411.
— à résistances : 167, 271, 394, 405, 408.
— de tension : 150, 345.
— à transformateurs : 358, 410.
— « ultra-linéaire « : 376.
— vidéo : 357, 394.
Amplification : 150, 162, 167, 175, 271, 345.
— (calcul de l') : 169, 172, 276, 282, 336, 399, 404, 410.
— (coefficient d') : de courant : 162, 164, 175, 401.
— de tension : 146, 282, 399.
Amplitude : 25, 187.
— (modulation d') (A. M.) : 201, 316.

Anode d'un tube cathodique : 379.
— commune (branchement) : 400.
— d'une lampe (= plaque) : 142.
— (résistance d') en alternatif : 144, 281.
— en continu : 145.
Antenne : 33, 35, 193, 232.
— (accord de l') : 242.
— (agencements d') : 236.
— cadre : 244, 289.
— (couplage à l') : 197, 206, 241.
— dipôle : 232, 236, 289.
— directionnelle : 234, 244, 396.
— ferrite : 245.
— (gain d'une) : 237.
— gamma : 242.
— Marconi (quart d'onde) : 240.
— (pour) micro-ondes : 243, 396.
— (pour) ondes courtes : 238.
— (parasites d'une) (réflecteurs, directeurs) : 235.
— (résistance d'une) : 233, 241, 244, 290.
— en T : 242.
— Yagi : 237.
Armatures (d'un condensateur) : 68.
Atmosphère (influence sur la propagation) : 238.
Atmosphériques : voir **parasites.**
Atténuation : 177, 212.
Attraction électrique : 41.
Auto-induction (self-induction) : 79.
Automatique (polarisation) : 431.
Auto-transformateur : 120, 208, 427.

Baffle : 378.
Balayage : 378.
— entrelacé : 391.
— synchronisé : 385.
Bandes de fréquences : 28, 204, 390, 393.
— (filtre de) : 334.
Bandes latérales : 298.
Base commune (branchement) : 401, 412.
— (polarisation de) : 406, 430.
— d'un transistor : 162.
Bases de temps : 385, 391, 394.
Basse fréquence (B. F.) (voir **amplification**) : 28, 345.
Battement : 313.
Batterie : 42, 45, 47, 416.
Bel (voir **décibel**) : 176.
Bell (Graham) : 176.
Blindage : 198, 278, 346.
Blocage : 414.
Bloqué (oscillateur) (blocking oscillator) : 389, 431.
Bobinage : voir **inductance.**
Bobine de tension (d'un wattmètre) : 92.
Boltzmann (constante de) : 323.
Branchement direct (d'un redresseur) : 159.
— inverse (d'un redresseur) : 158.
— (modes de branchement des lampes et transistors) : 329, 400, 412.
— série ou parallèle, des générateurs, etc. : 47.
Brillance (commande de) : 384.
Brouillage : 302, 321, 325, 328, 339.
Bruit (voir **souffle**).
— de circuit : 323.
— de fond : 322.
— de répartition : 323.
— thermique (voir **agitation thermique** et effet **Johnson**) : 323.

Cadrage : 384.
Cadre : 244.
C. A. G. (commande automatique du gain) : 342.
Calorifiques (effets calorifiques de l'électricité) : 57, 62, 93, 191, 194, 397.
Camera (de télévision) : 193, 392.
Canon (d'un tube cathodique) : 379.
Capacitance : voir **réactance capacitive.**
Capacité : 64.
— d'accord : 129.
— (calcul de la) : 66.
— d'entrée : 273, 372.
— d'un cathodyne : 372.
Capacité interélectrodes : 272, 279, 372, 406.
— nécessaire à la résonance : 128.
— parasite : 70, 128, 137, 272, 286, 394.
Capacités en parallèle et en série : 103.
Caractéristiques (courbes) de :
— diode : 144, 264.
— penthode : 364.
— redresseur au germanium : 161.
— résistance : 45, 250.
— tétrode : 281.
— transistor : 165.
— triode : 147, 351.
Cascode (montage) : 330.
Cathode commune (branchement) : 400.
— (chauffage des) : 142, 415, 417.

— d'une lampe : 141.
— ponctuelle : 380.
— (suiveur de) : 371, 400, 412.
Cathodique (tube) : 379, 391.
Cathodyne : voir **Cathode** (suiveur de).
— (déphaseur) : 376.
Chaîne de chauffage : 418.
Champ électrique : 41, 66, 137, 225, 231, 382.
— de fuite : 80.
— d'induction : 230.
— magnétique : 57, 75, 225, 231, 382.
— de rayonnement : 231.
— (torsion du) : 232.
Changeur de fréquence : 312, 316.
Charge d'un accumulateur : 58, 73, 417.
— (adaptation de la) : voir **adaptation.**
— d'une amplificatrice : 168.
— et décharge d'un condensateur : 70, 99, 385.
— d'un détecteur : 254, 262.
— (droite de) : 168, 188, 264, 361, 367.
— électrique : 47, 71, 141.
— d'espace : 142.
— optimum : 207, 361, 364.
— (transformateur en) : 118.
Chauffage des filaments et cathodes : 142.
— en parallèle, en série : 418.
Cheval-vapeur (ch.) : 60, 62.
Chute de tension (voir **différence de potentiel**) : 55.
Cinétique (énergie) : 62, 85.
Circuit : 43.
— absorbeur : 135.
— accordé : 121.
— bouchon : 292.
— (bruit de) : 322.
— réjecteur : 135.
Circuit accordé (effet du couplage d'antenne sur le) : 291.
— (effet de la réaction sur le) : 296.
— (sélectivité d'un) : 127, 295, 300, 330.
— parallèle : 129.
— série : 124.
Circuit plaque accordé (montage) : 275.
— d'une lampe d'émission : 197, 206.
Circuits en alternatif :
— inductance pure : 111.
— inductance et capacité en parallèle : 129, 179.
— en série : 121, 124.
— résistance pure : 89.
— et capacité en parallèle : 109.
— en série : 115.
— et inductance en parallèle : 116.
— en série : 115.
— capacité et inductance en parallèle : 130.
— en série : 123.
Circuits équivalents : 132, 139, 211, 227, 359.
— d'un transistor : 399, 401.
— d'une lampe : 171, 398.
Circuits (schémas de) : 19, 46.
Clapp (oscillateur) : 414.
Classe A (oscillateur) : 194.
— **B** (amplificateur) : 411, 429.
— **B** (oscillateur) : 194.
— **C** (oscillateur) : 196.
Coaxial (câble, ligne) : 210, 242.
Col d'un tube cathodique : 379.
Collecteur commun (branchement) : 401, 412.
— (résistance de..., en alternatif) : 164, 401.
— d'un transistor : 162.
Colpitts (oscillateur) : 186, 199, 414.
Commande de volume manuelle : 262.
— automatique : voir **C. A. G.**
— (rapport de) : 387.
Compensatiton :
— dans les semi-conducteurs : 156.
— de température : 397.
Composante continue : voir **détecteur.**
Concentration (voir **focalisation**) : 381.
Condensateur : 68, 70.
— d'accord : 129, 291.
— ajustable : 69, 325.
— d'alignement (trimmer, padding) : 325.
— en céramique : 191.
— de découplage : 258, 292, 431.
— électrolytique : 69, 429.
— de grille ou de liaison : 185, 263, 271, 408.
— de neutrodynage : 277, 413.
— variable : 69, 128, 324.
Conductance : 53.
— mutuelle (pente) : 147, 165, 282.
— de plaque : 148.
Conducteur : 41, 144, 151.
— linéaire : 45.
— non linéaire : 144.
Conduction : 41.
— intrinsèque : 154.
Conductivité : 53.

Connexion : 47.
Constante diélectrique (= pouvoir inducteur spécifique) : 68.
— d'espace : 67.
— de temps : 73, 84, 255, 432.
Continu (courant) : 40, 87, 418, 426, 428.
Contrepoids : 241.
Contre-réaction (= réaction négative).
— B. F. : 369.
— cathodique : 431.
— d'intensité : 370.
— de tension : 370.
Conversion (pente de) : 320.
— (gain de) : 321.
Convertisseur (étage) : voir **changeur de fréquence.**
— à lame vibrante : 426.
— à transistor : 427.
Convertisseuse (lampe) = changeuse de fréquence.
Coordonnées : 13.
— logarithmiques : 17.
Couplage à l'antenne : 197, 206, 241, 288.
— critique : 334.
— inductif : voir **couplage magnétique.**
— magnétique : 86, 117, 332.
— réactif : 332.
— rétroactif : voir **réaction.**
Coupure (point de) **du courant plaque :** 188.
— (fréquence de) : 261.
Courant alternatif (voir **alternatif**) : 88.
— de base : 163.
— de charge d'un condensateur : 70.
— continu : 41, 88, 420, 426.
— en dents de scie : 386.
— (direction d'un) : 41, 97, 403.
— électrique : 41, 63, 141, 153.
— primaire d'un transformateur : 119.
Courbe : 14.
— caractéristique : voir **caractéristiques.**
— en oreilles de lapin : 335.
— de rayonnement : voir **diagramme polaire.**
Court-circuit : 56.
Crête (valeur de) (valeur de **pointe**) : 91, 420, 429.
Cristal (détecteur à) : 249, 270.
— (microphone à) : 206.
— (oscillateur à) : 198.
— (structure d'un) : 152.
Critique (couplage) : voir **couplage.**
Cut-off : voir **coupure** (point de).
Cycle (période) : 28, 93, 182.

Décalé (accord) : 335.
Décibel : 175, 357.
Découplage : 285.
— de cathode : 432.
— (cellule de) : 429.
— (condensateur de) : 261, 285, 292, 431.
Définition (d'une image) : 390.
Demi-onde (antenne) : voir **antenne dipôle.**
— (redresseur) : 424.
Dents de scie : 385.
Déphasage : 94, 114, 354, 376.
Déphaseurs (montages) : 376.
Dépolarisant : 416.
Détecteur : 33, 247.
— (amortissement dû au) : 255, 258.
— (composante continue à la sortie du) : 248, 256, 260, 342.
— (courbe caractéristique d'un) : 264.
— par courbure de la caractéristique plaque : 268.
— diode : 250, 255.
— (distorsion due au) : 255, 266, 392.
— F. M. (discriminateur) : 247, 269.
— (de rapport) : 270.
— à galène : 249.
— par la grille : 258.
— (schémas de) : 257, 259, 262.
— (tension H. F. à la sortie d'un) : 248, 256, 260.
— (tension de sortie d'un) : 248, 256, 260, 345.
Détection : 247.
Détection électromagnétique : voir **radar.**
— (filtre de) : 260.
— grille : 258.
— plaque : 268.
Diagramme polaire : 235.
Diélectrique : 68, 137.
— (constante) (pouvoir inducteur spécifique) : 67.
— (pertes) : 137.
— (rigidité) : 70.
Différence de potentiel (d.d.p.) : 41.
Diffusion : 157.
Diode : 142, 266.
— de récupération : 428.
— redresseuse : 145, 420, 428.
Dipôle : voir **antenne.**
Directeur : voir **antenne.**

Discriminateur : 247, 269.
Distorsion : en amplification B. F. : 346.
— H. F. : 338.
— due au détecteur : 255, 266, 392.
— de fréquence : 255, 300, 346, 355, 369, 392.
— due au H. P. : 359, 378.
— harmonique : 350, 362, 367, 376.
— d'interférence : 239.
— d'intermodulation : 352.
— non linéaire : 250, 266, 269, 339, 346.
— de modulation : 256, 266, 339.
Distorsion d'une oscillation : 189, 413.
— de phase : 354.
Diviseur de tension : 52.
Donneur (atome) : 155.
Doubleur de tension : 425.
Droite de charge : 168.
Dynamique (caractéristique) : 363.
— (résistance) : 132, 285, 290, 295, 330.

Echelle linéaire : 13.
— logarithmique : 17.
Echo : 395.
Ecouteurs : 30.
Ecran statique : 278.
— de lampe : 279, 329.
— de tube cathodique : 380.
Ecrêtage : 189.
Effective (hauteur) : 243.
— (puissance) : 237.
Efficace (valeur) : 90.
Electricité (nature de l') : 39.
Electro-aimant : 76.
Electrodes : 142, 379, 415.
— (nomenclature des) : 281.
— (tension d'alimentation des) : 281, 430.
Electrolyte : 416.
Electrolytique (condensateur) : voir **condensateur.**
Electromagnétique (microphone) : 206.
— (onde) : 32, 229.
Electromotrice (force) (f.é.m.) : 43, 55, 79, 416.
Electrons : 39, 63, 141, 151, 282, 379.
— (diffusion) : 157.
— secondaires : 282.
— de valence : 152.
— (vitesse des) : 42, 406.
Electrostatique (attraction) : 41, 58.
— (concentration) : 382.
— (déflexion) : 383.
— (microphone) : 205.
— (voltmètre) : 58, 384.
Elément : 47, 416.
— d'image : 331, 335.
— parasite : 235.
Emetteur : 29, 34, 193, 391, 396.
— commun (branchement) : 400.
— d'un transistor : 162.
Emission électronique : 141.
— secondaire : 282.
Energie : 62.
— accumulée dans une capacité : 73, 180.
— dans une inductance : 86, 180, 427.
— cinétique : 62.
— potentielle : 62.
Entrefer : 82.
Entrelacement : 391.
Enveloppe d'une onde porteuse : 26, 200, 256, 339.
Equation : 10.
Equipotentielles (lignes) : 382.
Equivalent mécanique de la chaleur : 62.
Etage de puissance : 359.
Ether : 32.
Evanouissement (effet d') : 239.
Excitation d'une antenne : 232.
— de grille : 187.
Excursion de fréquence : 204.
Exploration d'une image : 391.

Facteur de surtension : 124.
Fading : voir **évanouissement.**
Faraday : 65, 78.
Farad : 65.
Feeder : voir **ligne.**
Fer mobile (appareil de mesure à) : 58, 92.
Ferrite : 245, 276, 288.
Ferro-magnétiques (matériaux) : 76.
Fidélité : 300, 302, 306, 347, 378.
Filament : 142, 417.
Filtre d'alimentation : 428.
— de bande : 334.
Filtre de détection : 260.
— surcouplé : 335.
Fluorescent (écran) : 380.
Flux de fuite : 80.
— magnétique : 78, 82, 117.
F. M. : voir **modulation de fréquence.**
Focalisation (concentration) : 381.

— électrostatique : 382.
— magnétique : 384.
Fonctionnement à vide (d'un transformateur) : 118.
Fondamentale : 350.
Force électromotrice : voir **électromotrice.**
Forme d'onde : 26, 88.
Foster-Seeley : 270.
Foucault (courants de) : 136.
Fourier (série de) : 351.
Fréquence : 25, 28, 87.
— de battement : 89.
— (caractéristique de) : 347, 357.
— (choix de la fréquence porteuse) : 33, 237.
— de coupure : 261.
— (distorsion de) : voir **distorsion.**
— fondamentale : 350.
— (haute) (H. F.) : 34, 87.
— image : 325.
— intermédiaire (F. I.) : 312, 317, 326, 393.
— (modulation de) : 203, 247, 268, 297.
— naturelle d'oscillation : 182.
— des ondes lumineuses : 32.
— porteuse : 33, 200, 248, 390, 393.
— rejetée : 303.
— de résonance : 126.
— (stabilité de) : 190, 197, 414.
— supersonique : 313.
— (tables des) : 88, 312.
— (video-) : 193, 357, 390, 392.
Fuites magnétiques : 80.
Fusible : 57.

Gain (amplification) : 169, 172, 175, 306.
— d'antenne : 237.
— (commande de) automatique : voir **C. A. G.**
— manuelle : 337.
— de conversion : 321.
— F. I. : 336.
— d'une penthode : 285.
Galène : 249.
Gamme d'accord : 128, 318, 325.
Gaz (lampes à) ; triode (thyratron) : 386.
— diode (redresseuse) : 421.
Générateur : 42, 61, 89, 416.
Germanium n-p : 156.
Germanium (redreseur) : 160, 249, 241.
Goldschmit : 179.
Gouriet (Clapp) (oscillateur) : 414.
Gradient : 17.
Graphique (voir **Courbes**) : 12, 44.
Grenaille (effet de) : 323.
Grille : 145.
— (attaque de) : 187.
— de commande : 280.
— commune : 400.
— (courant de) : 149, 187.
— (détection) : 258.
— écran : 280.
— (fuite de) : 186, 263, 431.
— à la masse : 329, 400.
— (polarisation de) : 146, 149, 263, 280, 374, 415, 430.
— suppresseuse : 284.
Guide d'ondes : 223.

Harmoniques : 326, 350.
— (calcul du taux d') : 362.
Hartley (oscillateur) : 186, 202.
Hauteur effective : 243.
Haut-parleur : 25, 320.
Henry : 80, 86.
Heptode : 319.
Hertz : 28, 33, 34.
H. F. (haute fréquence) : 34, 87.
Hétérodyne : voir **oscillateur** (d'un superhétérodyne).
Hexode : 319.
Hugues : 205.
Hybrides (paramètres) : 404.
Hystérésis : 136.

Image (fréquence) : 325.
— (points d') : 390.
Impédance : 107, 117, 133.
— (adaptation d') : 120, 207, 220, 242, 289, 373.
— (transformation d') : 120.
Impureté : 155.
Impulsion : 395.
Indice : 12.
Inductance : 79.
— d'arrêt : B. F. : 202.
— H. F. : 186.
— (auto -) : 80.
— (calcul de l') : 82.
— d'entrée d'un filtre : 429.
— de filtrage : 429.
— mutuelle : 86, 118.
— (résistance d'une) : 115, 136.
Inductance (valeur nécessaire à la résonance) : 129.

Inductifs (circuits) : voir **circuits** en alternatif.
Instabilité d'un amplificateur : 276, 287, 292, 345, 370, 413, 430.
Instantanée (valeur) : 91.
Internes, ou interélectrodes (capacités) : 272, 279, 372, 406.
Interférences : 313.
— par fréquence image : 326.
— avec l'onde réfléchie : 239.
Intermédiaire (fréquence) : voir **fréquence.**
Intermodulation : 351.
Interrupteur : 47.
Intrinsèque (conduction) : 154.
Inverse : 12.
— (branchement) : 158.
Ionisation : 387.
Ions : 40, 386, 421.
Isolant : 41, 67, 152.

Johnson (effet) : 322.
Jonction : 157.
— p-n : 157.
— (redresseur à) : 159.
— (transistor à) : 160.

Kelvin (degrés) : 323.
— (effet) (effet de peau) : 137.
Kirchhoff (lois de) : 54, 65, 72, 97.

Lacunes : 153, 159, 164, 406.
Latour (doubleur de) : 425.
Lampes de radio : 38, 141.
— à gaz : 386, 421.
— (branchements des) : 329, 400.
— changeuse de fréquence : 317.
— (générateur équivalent) : 170.
— à écran : 279.
— d'émission : 193.
— heptode : 319.
— hexode : 319.
— octode : 320.
— oscillatrices : 183, 193.
— à pente variable : 341.
— penthode : 284, 364.
— redresseuses : 420.
— séparatrice : 394.
— tétrode : 279, 364.
— triode : 145, 398.
— -hexode : 319.
— -heptode : 319, 343, 344.
Lentille électronique : 382.
Liaison par condensateur : 355.
— par transformateur : 358.
Ligne (de tranmission) : 209.
— coaxiale : 210.
— parallèle : 210.
Ligne résonnante : 222, 227.
— comme transformateur d'adaptation : 220.
Lignes équipotentielles : 382.
— de force : 66, 75.
— (fréquence de) : 390.
Limiteur : 269.
Linéarité : 45.
— dans les bases de temps : 385, 389.
— du redressement : 251, 266.
Logarithmiques (échelles) : 18, 173, 297, 342, 847.
Magnétique : voir **champ, flux** et **noyau.**
Magnétisant (courant) : 118.
Maître-oscillateur : 198.
Manipulation (télégraphie) : 34, 199.
Marconi : 34, 240.
Masse : 21, 438.
Maximum (loi de la puissance) : 173, 207, 219, 361.
Maxwell : 32.
Mélangeur (étage) : 317.
Mesures (instruments de) : 58, 78, 92.
Mho : 53, 147.
Micro-ondes : 89, 243, 396.
Microphone : 31, 36, 193, 205.
Milieu de propagation : 24.
Miller (effet) : 274, 330, 355, 372, 413.
Milliampèremètre : 58.
Modes de branchement : 400.
Modulateur : 36, 193, 315.
Modulation : 200.
— d'amplitude : 201.
— de fréquence (F.M.) : 203, 247, 268, 297.
— (fréquence de) : 204, 247, 255, 290, 298.
— (procédés de) : 202.
— (profondeur de) : 201, 266, 298.
Morse : 34, 199.
— (manipulateur ou clé) : 30.
Moyenne fréquence : voir **fréquence intermédiaire.**
Multiplicatrice (résistance) : 59.
Multivibrateur : 390.
Mutuelle (conductance) (pente) : 147, 164, 282.

— (inductance) : 86, 118.
— (réactance) : 332.

Négative (réaction) : voir **contre-réaction** et **réaction.**
— (résistance) : 283.
« Neige » : 322.
Neutralisation (neutrodynage) : 277, 412.
Nickel (accumulateur au) : 416.
Nœud (de tension ou de courant) : 222.
Non-linéarité : 144, 250, 263, 315, 347, 354, 406.
Noyau d'atome : 39, 152.
— de bobinage H.F. : 136, 276, 288, 336.
— d'électro-aimant : 76.
— d'une inductance de filtrage : 429.
— de transformateur : 117, 375.

Ohm : 44.
— (loi d') : 44, 83, 89, 144, 249.
— (application aux réseaux de résistance) : 48.
— (aux capacités) : 102.
— (aux inductances) : 112.
Ohmmètre : 60.
Onde : 25, 32, 237.
— (analyse d'une) : 89, 297.
— électromagnétique : 32, 230.
— (formes d') : 27, 88, 100, 112, 190, 353, 428.
— (guide d') : 223, 244.
— (interférence d') : 239.
— (longueur d') : 28, 32, 300.
— (polarisation d'une) : 231.
— porteuse : 199, 297, 390.
— (propagation d'une onde le long d'une ligne) : 214.
— (dans l'espace) : 237.
— (rayonnement) : 32, 230.
— (réflexion d'une) : 216, 232, 395.
— sinusoïdale : 89, 95.
— de sol : 239.
— sonores : 24.
— stationnaires : 218.
Opposition (générateurs en) : 55.
Optique électronique : 382.
Origine : 14.
Oscillant (circuit) : 174, 197.
Oscillateur : 183, 193.
— bloqué : 389, 431.
— classe A, B, C : 194, 196.
— Clapp-Gouriet : 414.
— Colpitts : 186, 199, 414.
— (harmoniques d'un) : 327.
— Hartley : 186, 202.
— local (hétérodyne) : 315.
— à réaction : 184, 287.
— (rendement d'un) : 194, 207.
— d'un superhétérodyne : 315, 317.
— T.P.T.G. : 186, 198, 277.
— à transistor : 193, 414.
Oscilloscope : 333, 385.

Padding : 385.
Parallèle (alimentation) : 186, 430.
— (branchement) : 47, 374, 418.
— (ligne) : 210.
Paramètres : 147, 401, 404.
Parasites d'une antenne : 235.
— industriels, atmosphériques, etc. : 200, 204, 322, 329.
Peau (effet de) : voir **Kelvin** (effet).
Pendule : 183.
Pentagrille : 319.
Pente de la caractéristique : 147, 164, 282.
— de conversion : 320.
— d'une courbe : 16.
— fixe, variable : 341.
Penthode B.F. : 365.
— H.F. : 284.
Période (cycle) : 28.
Perméabilité : 76, 81, 215, 375.
— variable (accord par) : 276.
Pertes diélectriques : 137.
— d'un transformateur : 119.
Phase : 93, 109.
— (discriminateur de) : 269.
— (distorsion de) : 355.
— (inverseur de) : 376.
« Phosphore » : 380, 395.
Piézo-électrique (microphone) : 206.
Pile : 416.
Pilotage par quartz : 198.
Plaque : voir **anode.**
— accordée : 275.
— (détection) : 268.
— (modulation) : 202.
Point de claquage : 160.
— de coupure de courant plaque : 188.
— de fonctionnement : 169.
— d'image : 390.
Pointe (valeur de) : 91, 420.
Pointe de contact (redresseur) (diode à) : 160, 248.
— (transistor à) : 165.
Polaire (diagramme) : 235.

Polarisation de base : 407, 430.
— de grille : 146, 149, 263, 280, 326, 374, 415, 430.
— d'une onde : 232, 235, 243.
Polarité : 75, 97.
Porteuse (onde) : 200.
Potentiel (différence de) (d.d.p.) : 41, 45, 55, 58, 65, 382.
— (diviseur de) : 52.
Potentielle (énergie) : 62, 73.
Potentiomètre : 52.
Pouvoir inducteur spécifique : 68, 215.
Présélecteur : 328, 392.
Présélection : 326.
Primaire (enroulement) : 86, 117.
— (générateur) : 416.
Prise de terre : 20, 240.
Profondeur de modulation : 201.
Propagation des ondes électriques : 238.
Puissance : 60.
— (amplificateur de) : 149, 173, 198, 345, 359, 374, 411.
— dans un circuit capacitif : 72, 105.
— effective : 237.
— électrique : 60, 72, 86, 90.
— grille : 150, 187, 196.
— dans un circuit inductif : 84, 114.
— maximum : 173, 206, 221, 289, 361.
— moyenne : 90.
— d'un nombre : 12.
— rayonnée : 234.
— de sortie : 174, 194, 364, 367.
Push-pull : 374, 377, 408, 412.
Pythagore : 108.

Q (facteur Q d'un circuit) : 125, 134. 138, 290, 295.
Quadrupleur de tension : 425.
Quantité d'électricité : 65, 99.
Quart d'onde (antenne) : 240.
— (résonateur) : 222, 226.
— (transformateur) : 220.
Quartz (pilotage par) : 198.

Radar : 34, 244, 249, 395.
Radian : 95.
Radiateur (antenne) : 231.
Radiogoniométrie : 244.
Rapport de commande : 287.
— (détecteur de) : 269.
— de transformation : 86, 118, 207, 289, 364.
Rayonnement : 25, 31, 230.
— (résistance de) : 233.
Rayon cathodique : 379.
Réactance capacitive : 102, 124, 222, 355.
— inductive : 112, 124, 222.
— d'une ligne : 222.
— mutuelle : 332.
Réaction négative (contre - réaction) : 369. 408, 431.
— (positive) : 185, 276, 293, 296, 389, 430.
Récepteur : 30.
— à amplification directe : 292.
— Superhétérodyne : 312.
— de télévision : 392.
— tous-courants : 418, 422.
Recharge d'un accumulateur : 416.
Redressement : 142, 248.
— (linéarité du) : 250, 266.
— (rendement du) : 251.
Redresseur : 93, 142, 159, 248, 315, 420.
— demi-onde : 424.
— diode : 145, 252, 420, 428.
— au germanium : 159, 249, 424.
— à jonction : 160.
— onde entière : 424.
— à oxyde de cuivre : 424.
— en pont : 424.
— (schémas de) : 422.
— au sélénium : 424.
— au silicium : 424.
— à vibreur : 248, 427.
Réflexion dans une ligne : 216.
— d'une onde : 239, 395.
Réflecteur : 235, 243, 396.
Régulation d'une source : 429.
Rejecteur : 135, 327, 394.
Réjection : 127.
Répartition (bruit de) : 323.
Réponse : 126, 346, 357.
Réseaux en T : 401.
Réservoir (condensateur) : 253, 270, 420, 422.
Résistance : 44, 47, 61.
— d'anode en alternatif : 144, 282.
— d'une antenne : 233, 241, 244.
— d'un bobinage : 115, 136.
— (calcul de la) : 53, 135, 140.
— caractéristique : 212.
— directe d'un redresseur : 252.
— dynamique : 132, 285, 290, 295.
— d'entrée : 150, 165, 398, 404, 408, 412.
— en haute fréquence : 137, 295.

— interne d'un générateur : 56.
— d'une lampe : 144.
— inverse : 252.
— (mesure de la) : 59.
— multiplicatrice : 59.
— négative : 283.
— non linéaire : 144, 250, 316.
— de rayonnement : 234.
— en série et en parallèle : 48.
Résistivité : 53.
Résonance : 126.
— d'une antenne : 232.
— (courbe de) universelle : 307.
— d'un haut-parleur : 371, 378.
— d'une ligne : 221, 226.
— d'un microphone : 206.
— parallèle : 133.
— série : 124, 134.
Résultante : 96.
Rhéostat : 141.
Rigidité diélectrique : 70.
Ronflement : 375, 418, 420.

Saturation d'une lampe : 134.
— magnétique : 375, 429.
Schémas : 19.
Schenkel (doubleur de) : 425.
Schottky (effet) : 323.
Secondaire (émission) : 282.
— (générateur) : 416.
— d'un transformateur : 86, 118.
Sel ammoniac : 416.
— de Rochelle : 206.
— de Seignette : 206.
Sélectivité : 126, 295, 327.
— de l'amplificateur F.I. : 330, 392.
— (effet de couplage d'antenne sur la) : 221.
— (effet sur la fidélité) : 298, 300, 306.
— (facteur de) : 303.
— par rapport au gain : 306.
— latérale : 127, 298, 316, 334.
— et nombre de circuits accordés : 307.
— et réaction : 296, 306.
— et transmodulation : 339.
Self-induction : 79.
Semi-conducteur : 151.
— (jonction des) : 157.
Sensibilité : 295.
— d'une lampe de puissance : 366.
— F.I. : 336.
Séparateur (étage) : 394.
Série (branchement) : 46, 415.
— (filaments en) : 418.
Shunt : 46, 48, 59.
Sifflements : 325.
Signal : 171, 248.
— (courant de) : 149, 171.
— vidéo : 390.
Silicium : 152.
— (redresseur au) : 250, 421.
Sinusoïde : 88, 95.
Skin effect : voir **effet Kelvin.**
Sortie (tension de sortie d'un détecteur) : 250.
— (transformateur de) : voir **transformateur.**
Sonores (ondes) : 24.
Souffle : 322.
Spectre magnétique : 75.
Spot : 381.
Stabilité de fréquence : 190, 197, 415.
Stationnaires (ondes) : 218.
Strobodyne : 318.
Stub : 222.
Sulfure de plomb (galène) : 249.
Sulfatage d'un accumulateur : 417.
Superhétérodyne : 311.
Supersonique (fréquence) : 313.
Suppresseuse (grille) : 284.
Symboles : 7, 19, 44, 46, 91, 166, 435.
Synchronisation (séparateur de) : 392.
— (signaux de) : 392.

T (réseaux en) : 401.
« Tapioca » : 322.
Télégraphe : 30.
Téléphone : 31.
Téléphoto : 205.
Télévision : 390.
— (antenne de) : 237, 289.
— (amplification vidéo) : 357, 393.
— (C.A.G. pour) : 344.
— (camera de) : 193, 392.
— (circuits accordés d'un récepteur) : 286, 335, 393.
— (circuits d'alimentation) : 427.
— en couleurs : 394.
— (descente d'antenne de) : 209, 241, 289.
— (fréquences d'émission) : 286, 390.
— (lampes pour) : 286.
— (récepteur de) : 392.
Température (compensation de) : 191, 407.
— absolue : 323.
Temps (bases de) : voir **bases.**

— (constante de) : 73, 84, 255, 432.
— de transit : 286, 346.
Tension : 11.
— alternative : 88.
— d'attaque : 345.
— d'amorçage : 387.
— en dents de scie : 386.
— efficace : 90.
— d'extinction : 387.
— induite : 82.
— instantanée : 91.
— nominale : 90.
— plaque (redresseur de) : 420.
— de signal : 171.
Tétrode (B. F.) : 366.
— (H.F.) : 281.
Thermique (agitation) : 141, 153, 322.
Thermocouple : 93.
T.H.T. : 427.
Thyratron : 386.
« **Tonalité** » (réglage de) : 348.
Torsion du champ : 232.
Trajet de retour : 385, 391.
Trame : 391.
Transformateur : 87, 117.
— d'alimentation : 421.
— (couplage par) : 358, 410.
— F.I. : 269, 335.
— H.F. : 207, 223, 241, 291.
— d'impédance : 120.
— de microphone : 205.
— (pertes d'un) : 136.
— quart d'onde : 220.
— (rapport d'un) : 120.
Transitoires : 73.
Transistors : 160, 397.
— (alimentation des) : 415.
— (amplificateurs à) : 359, 408.
— (branchement des) : 400, 411.
— (circuits équivalents) : 397, 401, 406.
— (convertisseur de courant à) : 427.
— à jonction : 161.
— (oscillateurs à) : 413.
— (paramètres) : 164, 401, 404.
— à pointe : 161, 165.
Transmission (ligne de) : voir **ligne.**
Transmodulation : 339.
Travail : 60.
Trimmer : 325.
Triode : 145, 397.
— à gaz : 386.
— heptode : 319, 343.
— hexode : 319.
Tube cathodique : 379.

« **Ultra-linéaire** » (montage dit) : 376.
Unités électriques : 7, 44, 61.
— m. k. s. : 53, 67, 81, 215.

Valence (électrons de) : 152.
Valeur instantanée, de pointe, etc. : voir **tension.**
Variable : voir **condensateur** et **perméabilité.**
Vapeur de mercure (valve à) : 421.
Vectoriels (diagrammes) : 94.
Ventre de tension : 222.
Vélocité : 29, 215, 230, 293.
Vibreur : 248, 427.
Vidéo-fréquence : 193, 357, 390, 392.
Volt : 43.
Voltmètre à cadre : 58.
— électrostatique : 58.

Watt : 60.
Wattmètre : 92.
Wehnelt : 380.

Yagi (antenne) : 236.

Zéro absolu : 322.
Zone de silence : 238.

TABLE DES MATIÈRES

Page

AVANT-PROPOS. — **INITIATION A LA STENOGRAPHIE RADIOELECTRIQUE**

Symboles algébriques 7
Signification réelle des lettres employées comme symboles 8
Quelques autres usages des symboles 10
Abréviations 11
Comment on se sert des nombres 12
Les graphiques 12
Les échelles, ou coordonnées 13
Ce qu'une courbe signifie 15
Graphiques à trois dimensions 15
Signification de la pente 16
Coordonnées non uniformes 17
Schémas de circuits 19
Des variantes 20
Importance de la disposition 20
Où les schémas peuvent induire en erreur 21

CHAPITRE PREMIER. — **UNE VUE D'ENSEMBLE**

Ce que fait la radio 23
Nature des ondes sonores 24
Caractéristiques des ondes sonores 25
Fréquence 27
Longueur d'onde 28
L'émetteur 30
Le récepteur 30
Communications électriques par fil 30
Les ondes électriques 31
Nécessité des hautes fréquences 33
Télégraphie sans fil 34
Accord 34
Téléphonie sans fil 35
Récapitulation 36

CHAPITRE II. — **NOTIONS ELEMENTAIRES D'ELECTRICITE**

Les électrons 39
Charges électriques et courants 40
Conducteurs et isolants 41
Force électromotrice 42
Unités électriques 43
La loi d'Ohm 44
Des unités plus grandes et plus petites 46
Schémas de circuits 46
Résistances en série et en parallèle 48
Combinaisons série-parallèle 50
Analyse de la notion de résistance 52
Conductance 53
Lois de Kirchhoff 54
D. d. p. et f. é. m. 55
Effets de l'électricité 57
Instruments de mesures électriques 58
Puissance électrique 60
Une vue plus large de la notion de résistance 61

CHAPITRE III. — **CAPACITE**

Courants de charge 63
Ce qu'est la capacité 64
Analyse de la capacité 65
Condensateurs 68
Charge et décharge d'un condensateur 70
Où va la puissance 72

CHAPITRE IV. — **INDUCTANCE**

Aimants et électro-aimants 75
Interaction des champs magnétiques 76
Induction 78
Self-inductance (ou auto-inductance) 79
Analyse de l'inductance 80
Considérations pratiques 81
Accroissement du courant dans un circuit inductif 83
Puissance pendant l'accroissement 84
Comparaisons ou contrastes 85
Inductance mutuelle 86

CHAPITRE V. — **COURANTS ALTERNATIFS**

Fréquence d'un courant alternatif 87
Onde sinusoïdale 88
Circuits purement résistifs 89
Valeur efficace 90
Appareils de mesure pour l'alternatif 92
Phase 93
Représentation vectorielle 94
Addition de tensions alternatives 95
Signes de direction 96

CHAPITRE VI. — **LA CAPACITE DANS LES CIRCUITS ALTERNATIFS**

Courant dans un circuit capacitif 99
Forme d'onde du courant dans une capacité 100
Le « loi d'Ohm » des condensateurs 102

Capacités en série et en parallèle 103
Puissance dans un circuit capacitif 105
Capacité et résistance en série 106
Impédance 107
Capacité et résistance en parallèle 109

CHAPITRE VII. — **L'INDUCTANCE DANS LES CIRCUITS ALTERNATIFS**

Courant dans un circuit inductif 111
Forme d'onde du courant dans un circuit inductif 112
La « loi d'Ohm » de l'inductance 112
Inductances en série et en parallèle 114
Puissance dans un circuit inductif 114
Inductance et résistance en série 115
Inductance et résistance en parallèle 116
Transformateurs 117
Courant primaire en charge 118
Pertes d'un transformateur 119
Transformation d'impédance 120

CHAPITRE VIII. — **LE CIRCUIT ACCORDÉ**

Inductance et capacité en série 121
L, C et R en série 123
Le circuit accordé série 124
Facteur de surtension 124
Courbes de résonance 125
Sélectivité 126
Fréquence de résonance 128
L et C en parallèle 129
Effet de la résistance 130
Résistance dynamique 132
Résonance parallèle 133
Fréquence de résonance parallèle 134
Comparaison entre résonance série et résonance parallèle 135
La résistance du bobinage 136
Pertes diélectriques 137
Résistance H. F. 137

CHAPITRE IX. — **LES LAMPES : LES TYPES LES PLUS SIMPLES**

Emission électronique 141
La diode 142
Résistance de plaque en courant alternatif 144
La triode 145
Coefficient d'amplification 146
Pente de la caractéristique grille et conductance mutuelle 147
Application à la grille d'une tension alternative 149
Polarisation de grille 150

CHAPITRE X. — **SEMI-CONDUCTEURS - TRANSISTORS**

De différentes sortes de conduction 151
Cristaux de germanium 152
Lacunes 152
Conduction intrinsèque 154
Effets des impuretés 155
Jonction P-N 157
La diode au germanium 159
Le transistor à jonction 160
Courbes caractéristiques 163

Paramètres 164
Transistors à pointes 165
Symboles 166

CHAPITRE XI. — **L'AMPLIFICATION**

Un cercle vicieux 167
La droite de charge 168
Amplification de tension 169
« Générateur équivalent » 170
Calcul de l'amplification 172
Effet de la charge sur l'amplification 172
Loi de la puissance maximum 173
Lampes et transistors 174
Différentes sortes d'amplification 175
Décibels 175

CHAPITRE XII. — **OSCILLATION**

Production d'un courant alternatif 179
Le circuit oscillant 179
Fréquence d'oscillation 182
Amortissement 182
Oscillation entretenue par une lampe 183
Circuits d'oscillateurs à lampes 185
Amplitude d'oscillation 187
Distorsion 189
Stabilité de la fréquence 190

CHAPITRE XIII. — **L'EMETTEUR**

Parties essentielles d'un émetteur 193
Le générateur à haute fréquence 193
Oscillateurs à haut rendement : classe B 194
Classe C 196
Stabilité de la fréquence 197
Maître oscillateur, ou système de « pilotage » 198
Pilotage par quartz 198
Emetteur de télégraphie. Manipulation 199
Radiotéléphonie. Modulation 200
Profondeur de modulation 201
Procédés de modulation 202
Modulation de fréquence 203
Microphones 205
Couplage à l'antenne 206

CHAPITRE XIV. — **LIGNES DE TRANSMISSION**

« Feeders » 209
Equivalent électrique d'une ligne 210
Résistance caractéristique 212
Propagation des ondes dans une ligne 214
Réflexion de l'onde 216
Ondes stationnaires 217
Variations de l'impédance de la ligne 218
Transformateur quart d'onde 220
Lignes résonnantes 221
Lignes employées comme circuits accordés 222

CHAPITRE XV — **ANTENNES ET RAYONNEMENT**

Un pont par-dessus l'espace 225
Retour au résonateur quart d'onde 226
Une des ficelles du métier 228
Ondes électromagnétiques 229
Rayonnement 230
Polarisation 231
Antennes 232
Résistance de rayonnement 233
Caractéristiques directionnelles 234
Réflecteurs et directeurs 235
Gain d'une antenne 237
Choix de la fréquence 237
Influence de l'atmosphère 238
Mise à la terre 240
Alimentation de l'antenne 241
Accord 242
Hauteur effective 243
Antennes pour micro-ondes 243
Antennes inductives 244

CHAPITRE XVI. — **DETECTION**

Nécessité de la détection 247
Le détecteur 247
Redresseurs 248
Linéarité du redressement 250
Résistance du redresseur 252
Action du condensateur réservoir 253
Choix des valeurs 254
Le détecteur à diode en action 256
Variantes de circuits 257
Détection grille 258
Filtres 260
Circuits complets de détection 262
Caractéristiques des détecteurs 263
Distorsion due au détecteur 266
Détection par la courbure de la caractéristique plaque 267
Détecteurs pour modulation de fréquence 268

CHAPITRE XVII. — **AMPLIFICATION HAUTE FREQUENCE**

Nécessité de l'amplification H. F. 271
Capacités parasites 272
L'effet Miller 273
Montage à plaque accordée 275
Instabilité 276
Neutralisation, ou « neutrodynage » 277
Ecrans et blindages 278
Lampe à écran 279
Caractéristiques d'une lampe à écran 281
Émission secondaire 282
La penthode 284
Amplification au moyen de lampes à écran 284
Blindage externe 287
Couplage à l'antenne 288
Amplificateur H. F. à deux étages 292

CHAPITRE XVIII. — **SELECTIVITE**

Sélectivité et facteur Q 295
Emploi de la réaction 296
La théorie des bandes latérales 297
Accord trop pointu 300
Séparation des canaux 302
Une courbe de résonance universelle 303
Plusieurs circuits accordés 306
Difficultés d'accord 308

CHAPITRE XIX. — **LE RECEPTEUR SUPERHETERODYNE**

La solution d'un problème compliqué 311
Le changeur de fréquence 312
Les changeurs de fréquence comme modulateurs 315
Type de changeurs de fréquence 316
Pente de conversion 320
Bruit de fond 321
Alignement de l'oscillateur 324
Sifflements 325
Présélection 328
Amplificateur « grille à la masse » 329
Le montage cascode 330
Rôle de l'amplificateur à F. I. 330
Couplage critique des circuits accordés 331
Effets de la variation du couplage 333
Un exemple typique d'amplificateur F. I. 335
Commande du gain 337
Distorsion dans les étages H. F. et F. I. 338
Transmodulation 339
Lampes à pente variable 340
Commande automatique du gain (C. A. G.) 342

CHAPITRE XX. — **AMPLIFICATEUR A BASSE FREQUENCE**

Utilité des étages B. F. 345
Distorsion 346
Distorsion de fréquence 346
Distorsion non linéaire 348
Production d'harmoniques 350
Intermodulation 351
Limites tolérables de la non-linéarité 352
Distorsion de phase 354
Distorsion dans les amplificateurs à résistances 354
Couplage par transformateur 358
L'étage de puissance 359
Résistance de charge optimum 361
Tétrodes et penthodes de puissance 364
Distorsion produite par la penthode 367
Contre-réaction 369
Montage à charge cathodique (cathodyne ou cathode-follower) 371
Lampes en parallèle et en push-pull 374
Montages déphaseurs 376
Le haut-parleur 377

CHAPITRE XXI. — **TUBES A RAYONS CATHODIQUES : TELEVISION ET RADAR**

Description du tube à rayons cathodiques 379

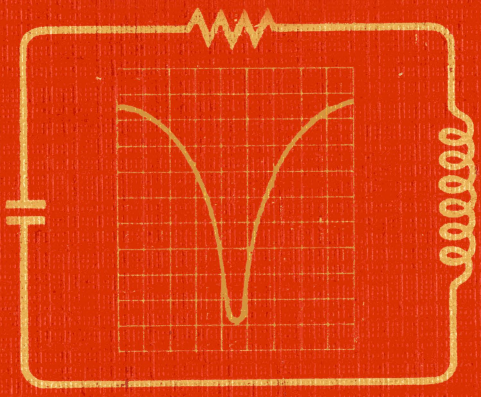
Concentration électrostatique 382
Déflexion 383
Concentration magnétique 384
Emploi du tube cathodique 384
Bases de temps 385
Thyratrons 386
Bases de temps employant des tubes à vide 388
Application à la télévision 390
Le récepteur de télévision 392
Télévision en couleurs 394
Application au radar 395

CHAPITRE XXII. — **RETOUR SUR LES TRANSISTORS**

Comparaison entre les lampes et les transistors 397
Générateur de courant équivalent 398
Les trois modes de branchement 400
Circuits équivalents. Réseaux en T 401
Autres paramètres des transistors 404
Effets de la fréquence 406
Dispositifs de polarisation 406
Un schéma pratique d'amplificateur 408
Liaison par transformateurs 410
Amplification B. F. en classe B 411
Montage à base commune et à collecteur commun 412
Neutralisation (neutrodynage) 412
Oscillateurs à transistors 413

CHAPITRE XXIII. — **LES DISPOSITIFS D'ALIMENTATION**

La puissance nécessaire 415
Batteries 415
Chauffage des cathodes 417
Alimentation plaque sur le réseau alternatif 418
Différents types de redresseurs 420
Schémas de redresseurs 422
a) Redresseur demi-onde 424
b) Redresseur onde entière 424
c) Redresseur en pont 424
d) Doubleur de tension. Première méthode 425
e) Doubleur de tension. Seconde méthode 425
f) Quadrupleur de tension 425
Conversion du continu en alternatif 426
Production de la T. H. T. pour les récepteurs de télévision 427
Filtres 428
Découplage 429
Polarisation de grille et de base 430

APPENDICES

1. — Liste des termes synonymes 433
2. — Symboles et abréviations 435
3. — Représentation schématique 437
4. — Table des décibels 438